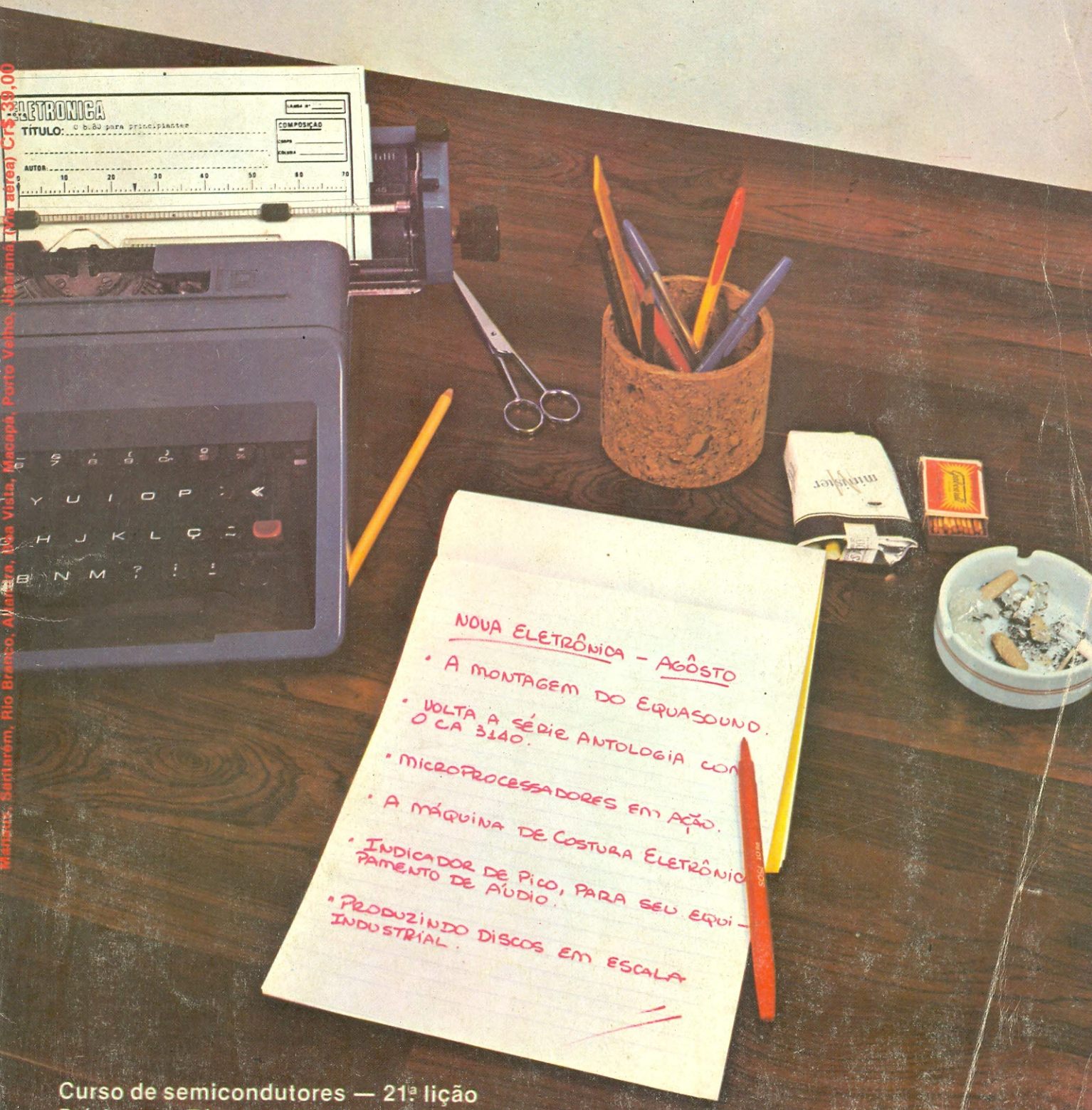
NOVA ELETRONICA

Nº 30 — AGOSTO / 1979 — Cr$ 30,00

CÓD. 1106

Manaus, Santarém, Rio Branco, Alta Mira, Boa Vista, Macapá, Porto Velho, Ji-Paraná (Via aérea) Cr$ 39,00



Curso de semicondutores — 21ª lição
Prática nas Técnicas Digitais — 8ª lição

SOM EM ALTA-FIDELIDADE "NOVIK"

"9 PROJETOS GRÁTIS" PARA VOCÊ MONTAR SUA CAIXA ACÚSTICA, IGUAL AS MELHORES IMPORTADAS

MONTE SUA PRÓPRIA CAIXA ACÚSTICA PARA VOCÊ CURTIR OU DANÇAR

Projetos de 5" até 15" e de 10 W até 90 W de potência, usando sistemas de alto-falantes de Alta-Fidelidade "NOVIK", com som igual ao das melhores importadas.

INSTALE O MELHOR SOM EM SEU AUTOMÓVEL COM ALTO-FALANTES "NOVIK"

De 10 W até 50 W de potência.
Coaxiais: PES-C e FPS-C.
Woofers: PES e FPS-A.
Tweeters: NT2-S - SA e SB.
Alto rendimento: FMS
Para portas da frente: 5 FME e 6 FPE

AGORA VOCÊ JÁ PODE MONTAR SUA CAIXA DE SOM PARA INSTRUMENTOS MUSICAIS

Projetos até 200 W de potência, usando os alto-falantes "Pesadões-NOVIK", especiais para Guitarra, Contra-baixo, Órgão e Voz.

A "NOVIK" que, pela sua produção, quantidade e qualidade de fregueses nacionais e internacionais se constitue numa das maiores fábricas de alto-falantes de alta-fidelidade do mundo, **lhe oferece, GRATUITAMENTE, valiosíssimos projetos de caixas acústicas.**

Projetos estes de valor real incalculável, se analisarmos quanto custou o enorme trabalho de pesquisa, desenvolvimento e testes de laboratório, realizado por Engenheiros e Técnicos de Som altamente especializados para se conseguir sonofletores que representam o que de melhor existe hoje em reprodução sonora.

São os mesmos projetos usados pela maioria dos melhores fabricantes nacionais e, também, exportados para 14 países dos 5 continentes.

PEDIDOS PARA:

NOVIK S.A. Cx. Postal 7483 S. Paulo - SP

NOVA ELETRONICA

SUMÁRIO

Kits

2 Montagem do Equasound

Seção do principiante

38 Curso Rápido de Transformadores — 6ª lição

Teoria e informação

17 Antologia do CA 3140
24 A memória eletrônica e à humana
28 Conversa com o leitor
34 Notícias da NASA
42 Estórias do tempo da galena
43 Idéias do lado de lá
101 A tabela do mês

Áudio

44 Teoria da Catástrofe, em áudio
49 Reedição da 2ª lição do Curso de Áudio
55 O ajuste perfeito do toca-discos
62 A produção industrial de discos
70 Em pauta...

Prática

12 Tiro ao alvo eletrônico
73 Um prático Indicador de Pico para áudio

Engenharia

76 Prancheta do projetista
80 Uma nova máquina de costura, com "cabeça" de microprocessador

Suplemento BYTE

84 Microprocessadores em ação
90 O 8080 para principiantes — 5ª lição

Cursos

96 Prática nas técnicas digitais — 8ª lição
118 Curso de semicondutores — 21ª lição

CAPA: Foto — Gama Produções Cinematograficas Ltda.

Todos os direitos reservados; proibe-se a reprodução parcial ou total dos textos e ilustrações desta publicação, assim como traduções e adaptações, sob pena das sanções estabelecidas em lei. Os artigos publicados são de inteira responsabilidade de seus autores. É vedado o emprego dos circuitos em caráter industrial ou comercial, salvo com expressa autorização escrita dos Editores, sendo apenas permitido para aplicações didáticas ou diletantes. Não assumimos nenhuma responsabilidade pelo uso de circuitos descritos e se os mesmos fazem parte de patentes. Em virtude de variações de qualidade e condições dos componentes, os Editores não se responsabilizam pelo não funcionamento ou desempenho deficiente dos dispositivos montados pelos leitores. Não se obriga a Revista, nem seus Editores, a nenhum tipo de assistência técnica nem comercial; os protótipos são minuciosamente provados em laboratório próprio antes de suas publicações. NÚMEROS ATRASADOS: preço da última edição à venda, por intermédio de seu jornaleiro, no Distribuidor ABRIL de sua cidade. A Editele vende números atrasados mediante o acréscimo de 50% do valor da última edição posta em circulação. ASSINATURAS: não remetemos pelo reembolso, sendo que os pedidos deverão ser acompanhados de cheque visado pagável em S. Paulo, mais o frete registrado de superfície ou aéreo, em nome da EDITELE — Editora Técnica Eletrônica Ltda.

EDITOR E DIRETOR RESPONSÁVEL
LEONARDO BELLONZI

CONSULTORIA TÉCNICA
Geraldo Coen
Joseph E. Blumenfeld
Juliano Barsali
Leonardo Bellonzi

REDAÇÃO
Juliano Barsali
José Roberto da S. Caetano
Lígia Baeder Davino
Cláudio Salles Carina

ARTE
Eduardo Manzini
Miguel Angrisani
Roseli Maeve Faiani
Silvia Safarian
Valdir Peyceré Romaña

CORRESPONDENTES:

NEW YORK
Guido Forgnoni

MILÃO
Mário Magrone

COMPOSIÇÃO
J.G. Propaganda Ltda.

IMPRESSÃO
Cia. Lithographica Ypiranga

DISTRIBUIÇÃO
Abril S.A. Cultural e Industrial

NOVA ELETRÔNICA é uma publicação de propriedade da **EDITELE** — Editora Técnica Eletrônica Ltda. Redação, Administração e Publicidade: Rua Geórgia, 1.051 — Brooklin — SP.

TODA CORRESPONDÊNCIA DEVE SER EXCLUSIVAMENTE ENDEREÇADA À NOVA ELETRÔNICA — CAIXA POSTAL 30.141 — 01000 S. PAULO-SP

REGISTRO Nº 9.949-77 — P-153

kits

EQUASOUND

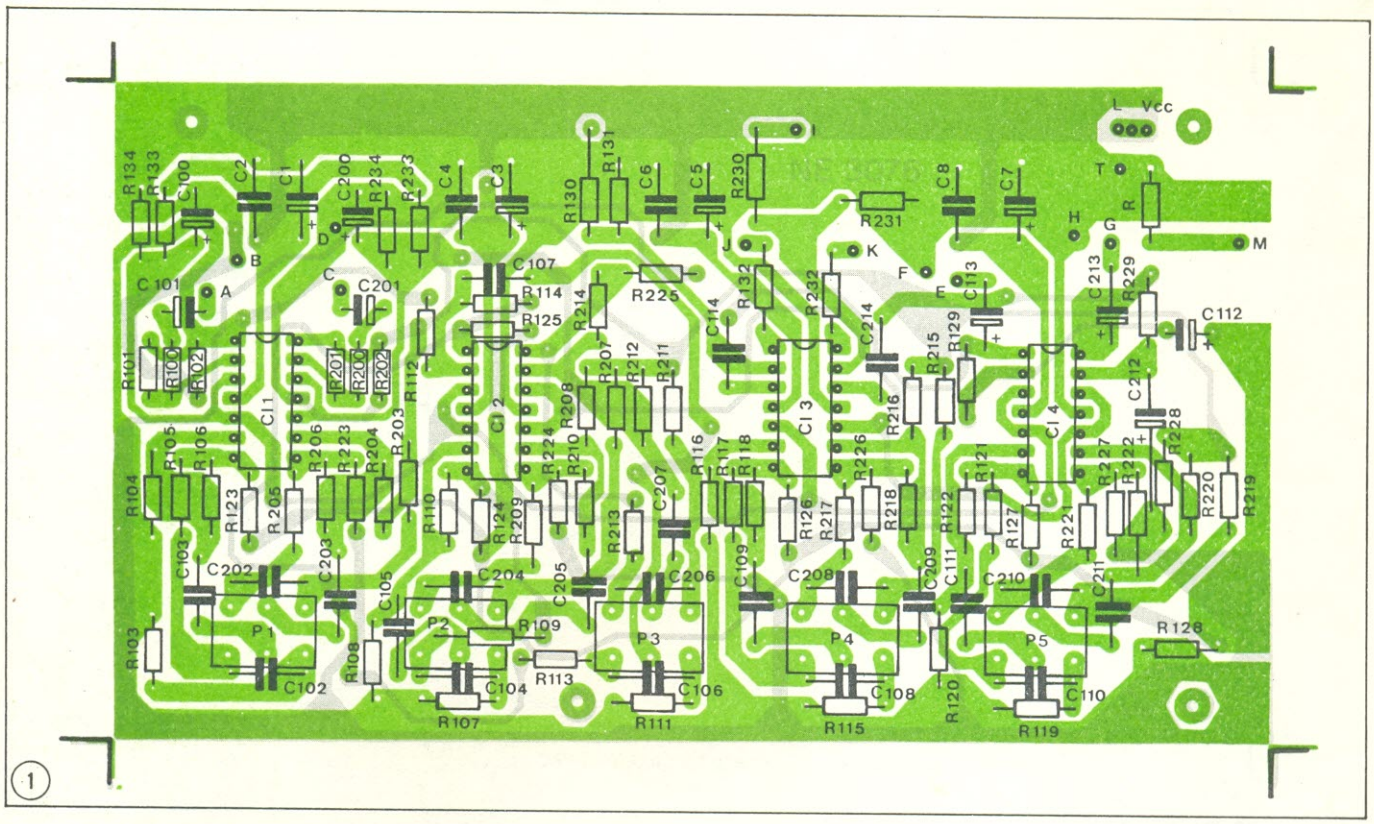
2ª PARTE

A segunda parte do artigo "EQUASOUND" traz as instruções para montagem e ligações do aparelho no automóvel. Você, que sempre procura incrementar um pouco mais o som do seu carro, pode efetivar mais este passo na busca do som ideal, com a instalação do **kit** *do equalizador.*

Como de hábito, a forma mais prática de iniciar o processo de montagem é pela colocação dos componentes na placa de circuito impresso. Esta aparece na figura 1, com suas faces sobrepostas.

a) Não dispensando os cuidados e a atenção necessários na montagem de qualquer circuito eletrônico, inicie a colocação e soldagem dos componentes na placa. É recomendável que se siga a seqüência sugerida, para um perfeito trabalho.

b) Devido à placa do equalizador ser de dupla face (furos não metalizados) há necessidade de interconexão entre filetes do lado superior e do lado inferior. Tais conexões deverão ser feitas com um dos muitos fios que compõem o cabinho flexível que acompanha o **kit**. Deve-se cortar um pedaço de 40 mm do cabinho, desencapar 20 mm de pontas e utilizar qualquer dos múltiplos fios que o compõem para efetuar as conexões. A figura 2 mostra os procedimentos que devem ser seguidos para efetuar essa operação. Um outro desenho da placa, que chamaremos de face auxiliar dos componentes (figura 3), indica os pontos da mesma que devem ser interligados com a outra face. Transpasse unica-



①

mente os pontos isolados (os que estão em conjunto com resistores serão explicados posteriormente) utilizando-se dos fios do cabinho flexível. O procedimento a seguir é: passar o fio pelo furo, soldá-lo de um lado e depois do outro, cortar as sobras dos dois lados, tendo cuidado para que as soldas não fiquem altas. A figura 4 servirá de orientação.

c) Passe então à montagem dos resistores. A mesma será dividida em três etapas distintas:

1. Colocação dos resistores que são soldados nos dois lados da placa (figura 3). A face auxiliar dos componentes mostra que R202, R125, R124, R130, R211, R230, R215, R129, R227, R229, R128 e R219 apresentam um ponto nos seus dois terminais ou em um deles. Esse ponto indica que além de soldarmos o resistor no lado inferior da placa, devemos soldá-lo no lado superior, coincidindo com o ponto indicativo.

2. Colocação dos resistores que são soldados no lado superior da placa (figura 3). Utilizando novamente a face auxiliar dos componentes, vemos que os resistores R102, R202, R123, R223, R114, R112, R109, R113, R224, R213, R225, R126, R226, e R127 apresentam um triângulo em um de seus terminais. Isso quer dizer que devemos soldar o terminal não marcado destes, da maneira convencional, e o terminal marcado com triângulo deve ser soldado apenas pela face superior, uma vez que no lado inferior não há pista de cobre.

3. Colocação dos resistores que são soldados no lado inferior da placa (estes não constam da figura 3). Aqui não é requerido qualquer procedimento especial para fixação. Bastará soldar os resistores pelo lado inferior, como é normalmente feito nas placas de face simples.

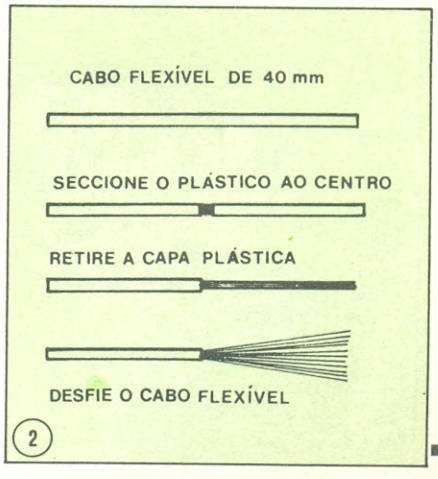
d) Coloque e solde os quatro circuitos integrados LM324. Tenha especial cuidado com a posição do pino 1 do integrado em relação à placa impressa. A figura 5 orientará o montador quanto a correta posição de colocação dos circuitos integrados.

e) A seguir, monte e solde todos os capacitores não-eletrolíticos. As marcações em C2, C6, C8 e C114 obedecem ao mesmo procedimento codificado de soldagem descrito para os resistores.

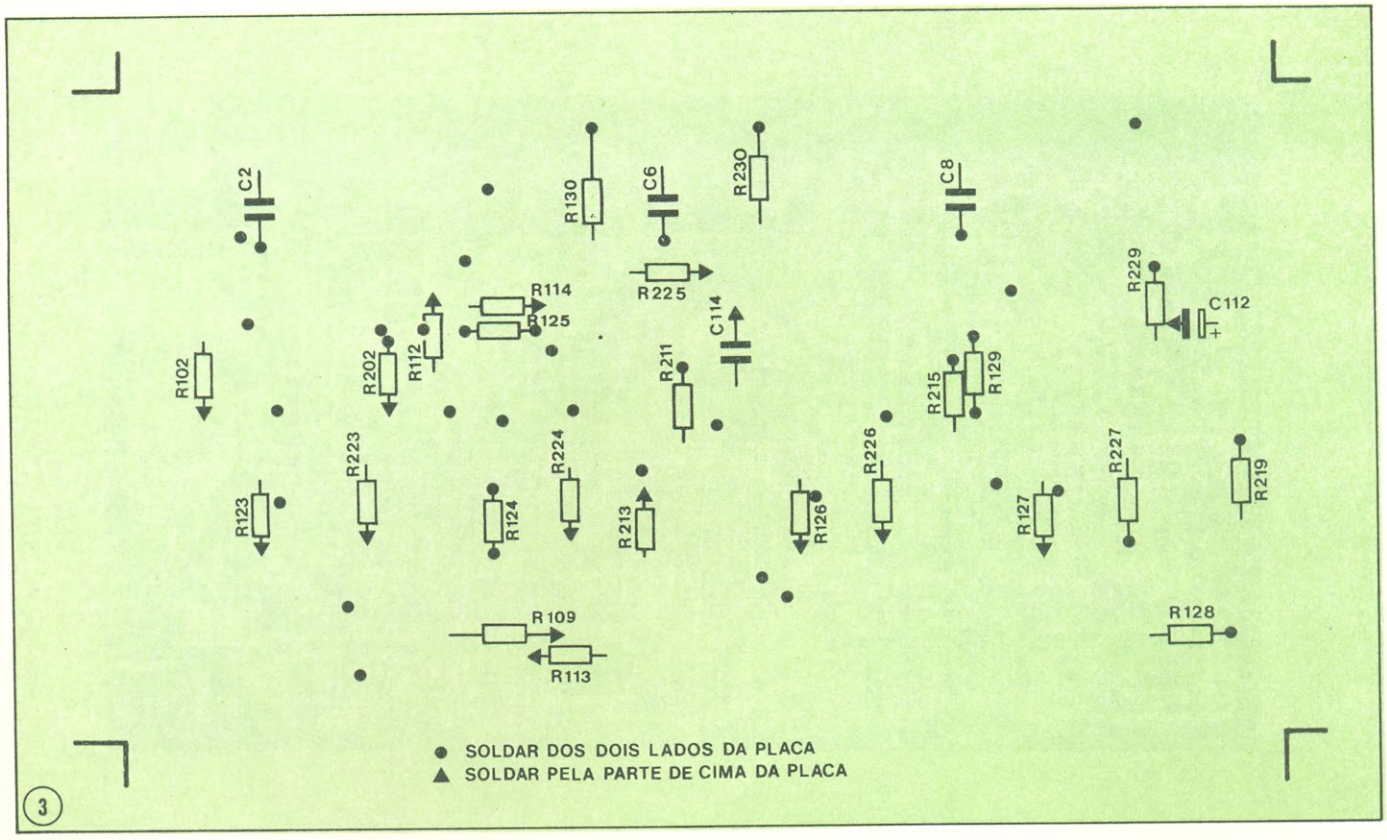
f) Os capacitores eletrolíticos deverão ser soldados à placa, mas devemos ter especial atenção com a polaridade dos mesmos. Um dos terminais de C112 (o negativo) deverá ser soldado pelo lado superior da placa.

g) Por último devemos colocar os potenciômetros. Caso haja algum capacitor impedindo a livre colocação do potenciômetro, devemos dobrá-lo para o lado superior à frente, a fim de permitir que aquele passe sem problemas. Os terminais dos pots deverão ser introduzidos totalmente nos furos da placa. O montador deverá deixar todos os eixos dos potenciômetros alinhados, para que ao final de montagem os mesmos coincidam com a furação da caixa. As figuras 6 e 7 orientam este estágio.

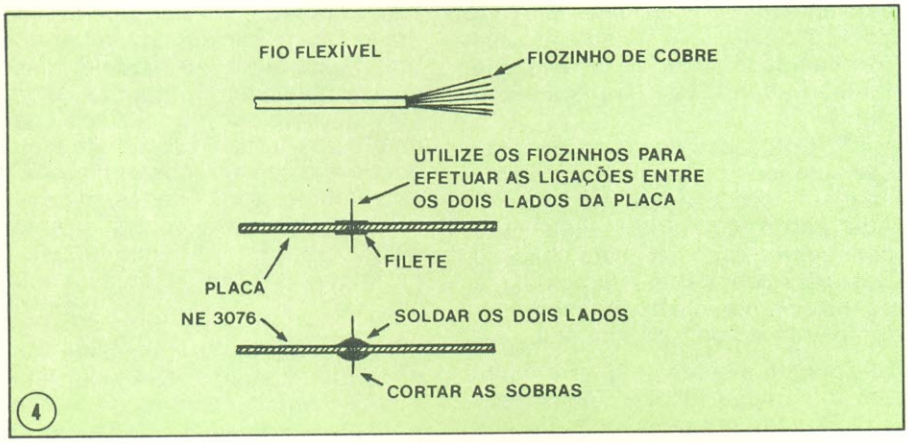
h) Ao chegar a esta etapa a placa de circuito impresso deverá estar totalmente montada, com todos os componentes soldados. Seria conveniente, então, uma revisão geral da montagem até aqui efetuada.



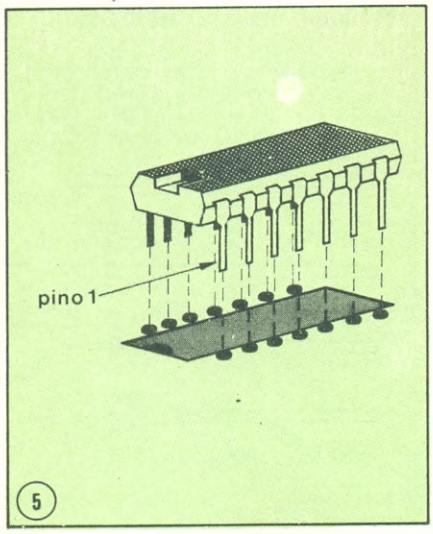
②



3



4



5

Execução da fiação do equalizador

Os fios relacionados a seguir deverão ser cortados nas medidas indicadas, tendo as pontas descascadas em 5 mm de cada lado. Tais pontas descascadas serão torcidas e estanhadas antes do uso no **kit**. A numeração indicada será a mesma para as próximas ligações entre chave, conector, placa e LEDs.

tabela de fios — tabela I

Preparo do conector fêmea e suas ligações com a chave "S": de acordo com a tabela II efetue as conexões entre os pinos do conector (figura 8A) e os da chave, utilizando os fios indicados na tabela I.

Exemplo de uso da tabela:

Conecte o pino 1 do conector fêmea ao pino 4 da chave S por intermédio do fio 19. Os fios deverão ser soldados tanto na chave quanto no conector. As figuras 8B e 9 orientam esta e as próximas duas etapas.

Conexões entre a chave S e a placa de circuito impresso: utilize o mesmo processo adotado na etapa anterior, valendo-se, porém da tabela III.

Uma vez feitas as conexões e soldagens entre a chave e a placa, deve-se passar à próxima fase da seqüência de montagem.

Conexões entre o conector e a placa: utiliza-se dos mesmos procedimentos das duas etapas anteriores para efetuá-la, desta vez com a tabela IV.

Conexões entre os LEDs e a placa: corte os terminais dos diodos LEDs conforme a figura 10 e fixe-os na caixa de acordo com a figura 11. Caso necessário, cole os LEDs pela parte de dentro com algum adesivo. Em seguida execute as ligações entre a placa e os LEDs observando, ainda, a figura 11.

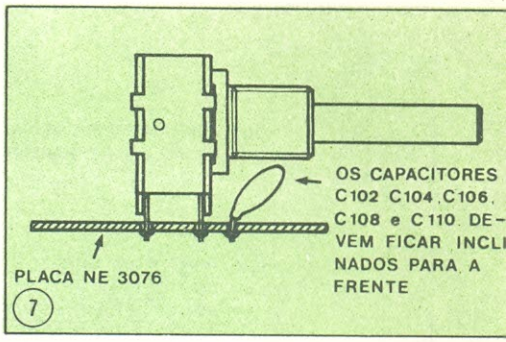
Montagem da caixa

Após término da montagem da fiação, deve-se passar à fase de montagem da placa na caixa.

a) Utilizando quatro parafusos M3 × 5 mm, parafuse a placa de cir-

TABELA DE FIOS — TABELA I

Nº	Cor	Bitola	Tipo	Comprimento
1	vermelha			
2	preta	22 AWG	paralelo	190 mm
3	vermelha			
4	preta	22 AWG	paralelo	190 mm
5	preta	22 AWG	simples	105 mm
6	preta	22 AWG	simples	105 mm
7	preta	22 AWG	simples	105 mm
8	preta	22 AWG	simples	140 mm
9	preta	22 AWG	simples	140 mm
10	vermelha	22 AWG	simples	150 mm
11	vermelha	22 AWG	simples	150 mm
12	preta	22 AWG	simples	120 mm
13	vermelha	22 AWG	simples	100 mm
14	vermelha	22 AWG	simples	100 mm
15	vermelha	22 AWG	simples	70 mm
16	vermelha	22 AWG	simples	120 mm
17	vermelha	22 AWG	simples	120 mm
18	vermelha	22 AWG	simples	120 mm
19	vermelha	22 AWG	simples	120 mm
20	vermelha	22 AWG	simples	120 mm
21	vermelha	22 AWG	simples	60 mm



7

frontal da caixa, internamente (figura 12). São usados dois espaçadores de fenolite de 13 mm de comprimento, entre a caixa e a chave. Utilize, para esta operação, os dois parafusos M3 × 20 cabeça chata (figura 13).

d) Ultimando esta fase da montagem, fixe o painel do equalizador de encontro à caixa. Para tanto, utilize quatro parafusos ALLEN M3 × 8 mm e quatro porcas M3. Estes deverão ser aplicados pelo lado do painel e as porcas pelo lado interno da caixa. Novamente a figura 12 servirá de orientação para esta etapa. Certifique-se, antes do aperto final dos parafusos, que o painel esteja centralizado em relação aos eixos dos potenciômetros.

TABELA II

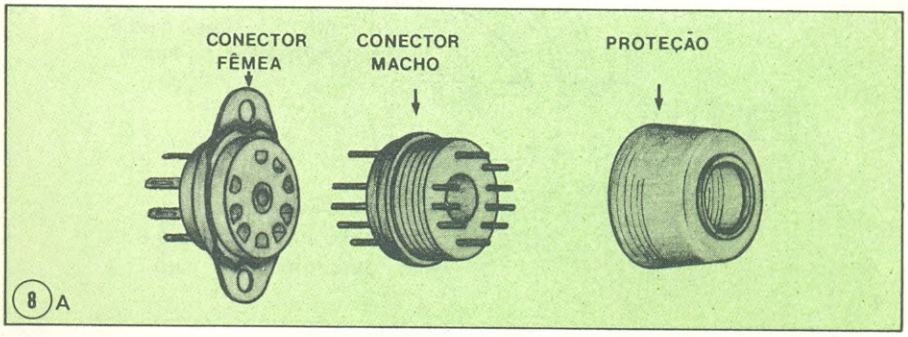
Pino do conector	Nº do fio	Pino da chave
1	19	4
3	17	1
5	16	2
6	18	5
9	20	8

TABELA III

Pino da chave	Nº do fio	Furo da placa
3	13	E
9	15	V_{CC}
6	14	G

TABELA IV

Conector fêmea	Nº do fio	Furo na placa
7	6	H
8	7	F
7	5	T
1	1	C
2	2	D
3	3	A
4	4	B

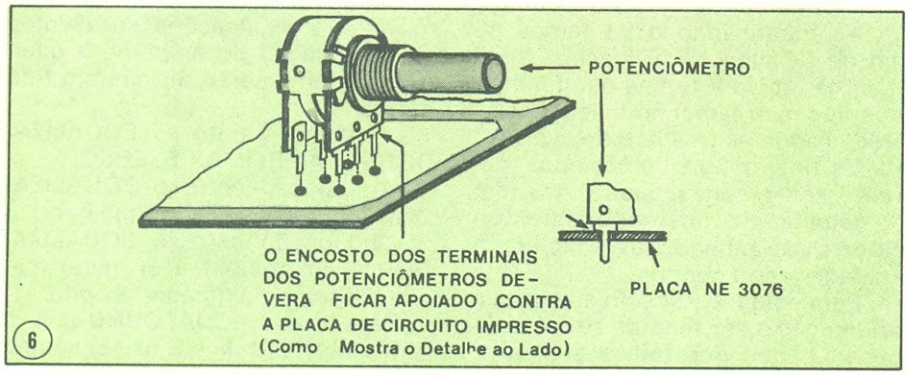


8 A

cuito impresso contra a caixa. Os eixos dos potenciômetros deverão passar pelos furos correspondentes na caixa.

b) Fixe na parte traseira e interna da caixa o conector fêmea. Para isso use dois parafusos de 1/8" x 3/16 e duas porcas sextavadas de 1/8". Os parafusos empregados nesta fase tem cabeça chata, próprios para furo escavado. Veja figura 12 para melhor entendimento.

c) A chave de ativação do equalizador deverá ser fixada contra a parte

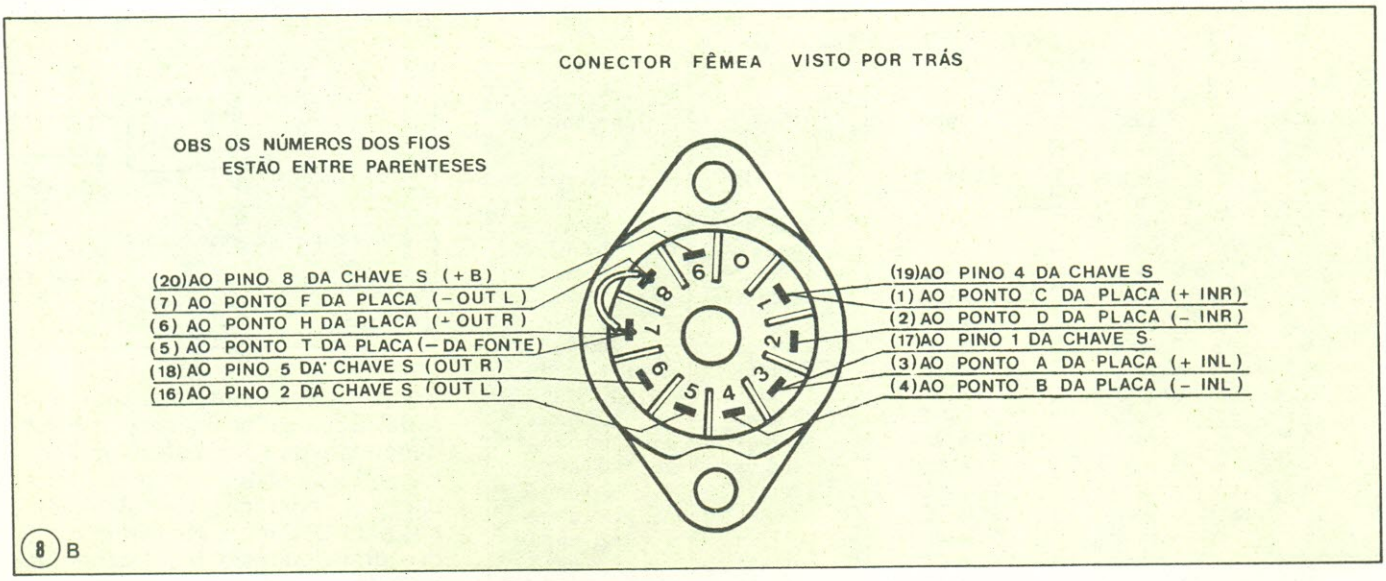


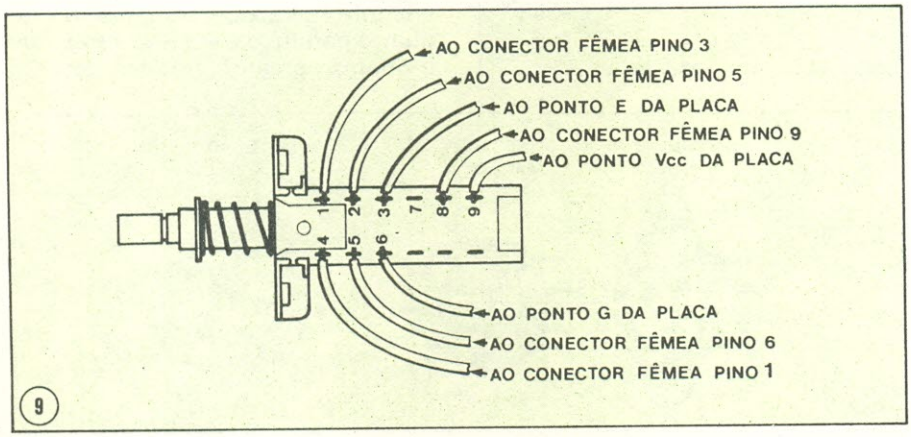
6

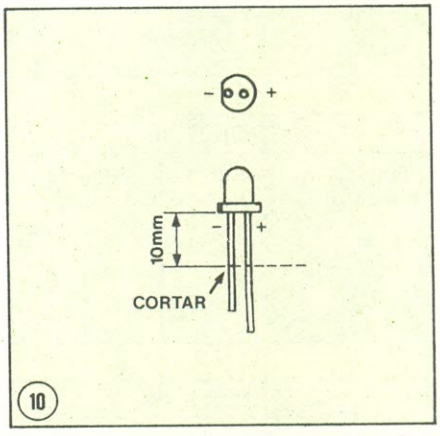
Montagem da alça na tampa e fechamento da caixa

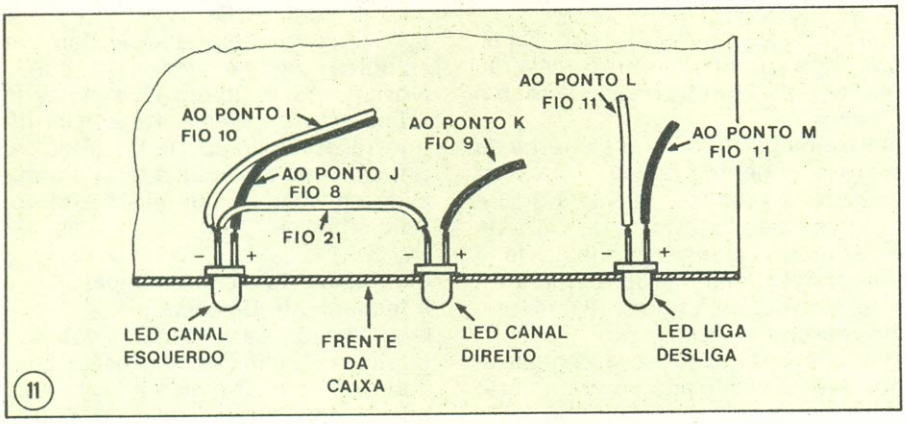
a) A fixação da alça na tampa não oferece dificuldades. Será necessário apenas encaixar a alça no rebite da tampa, travando-a por meio de um parafuso de cabeça cilíndria M3 × 10 mm e uma arruela. Consulte mais uma vez a figura 12:

b) O corpo da caixa deve ser embutido na tampa como se fosse uma gaveta. Uma vez encaixado o corpo na tampa, dois parafusos AA de 2,9 × 9,5 mm devem ser aplicados pela parte inferior da caixa. Com isso você terá concluído a montagem do equalizador propriamente dito. Bastará agora efetuar a colocação dos **knobs** nos potenciômetros e na chave do aparelho.









Preparo do conector macho

A fiação do conector macho deverá ser feita com bastante atenção, pois da mesma constarão a alimentação do equalizador, as entradas e saídas de sinal.

Primeiramente deverão ser cortados os fios no tamanho desejado, isto é, não existe um tamanho certo pré-estabelecido para se cortar os fios, uma vez que a localização do equalizador, no caso, influirá no tamanho dos mesmos.

Acompanhando o **kit** temos 30 cm de fio para cada ligação. A seguir, na tabela V temos os números dos fios, seu tamanho e ligações.
OBS: Todos os fios são flexíveis.

Os fios, depois de cortados, deverão ser desencapados em 5 mm de cada lado e, posteriormente, torcidos e estanhados, para facilitar a soldagem no conector.

Para soldar os fios no conector a orientação a ser seguida será a da figura 14, que nos indica sua pinagem. A numeração dos pinos, de 1 a 9, corresponde direta e respectivamente à numeração dos fios, também de 1 a 9. Especial cuidado deve ser observado ao soldar os fios no conector, para que não hajam curto-circuitos entre os pinos deste.

Aplicações

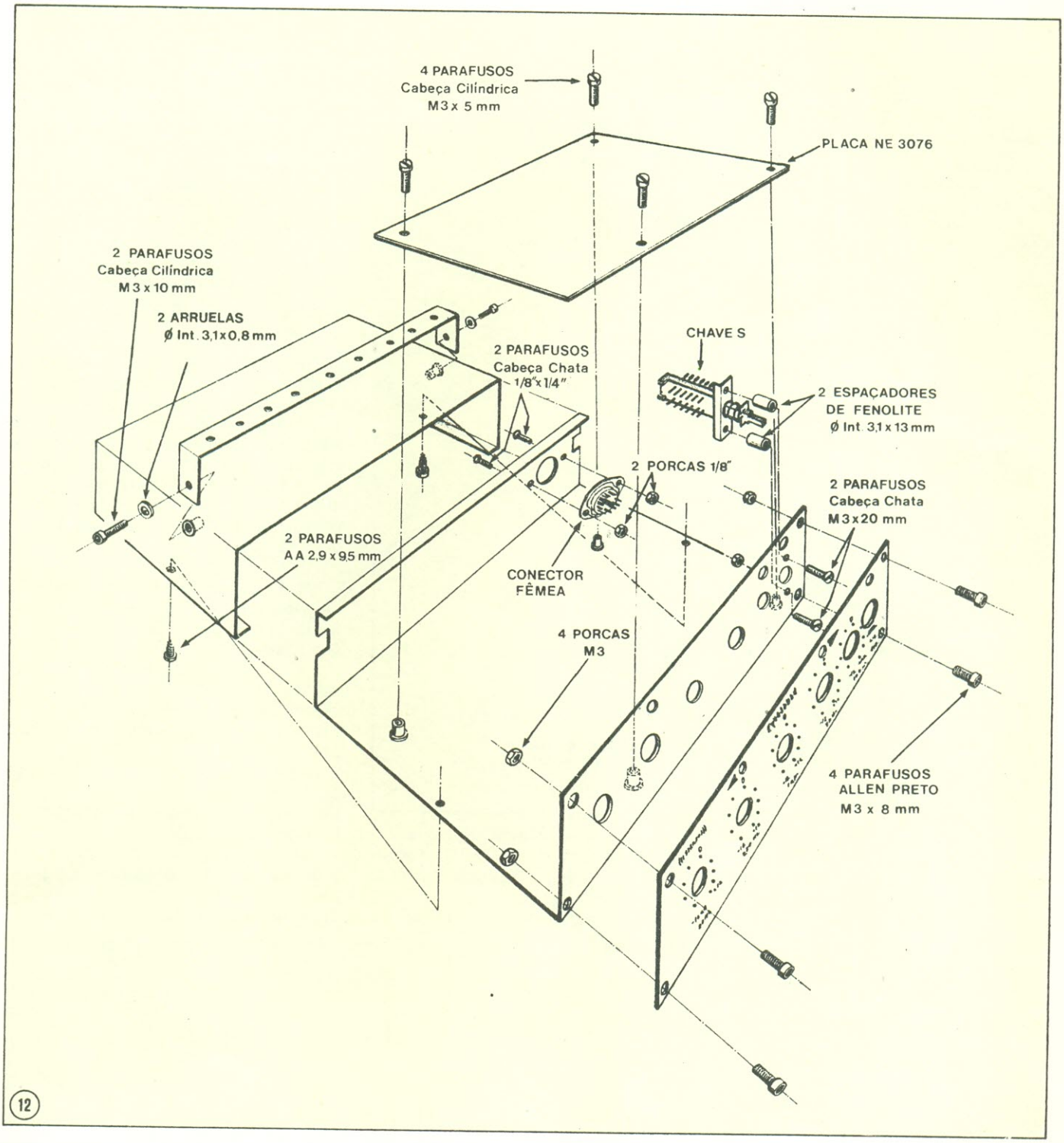
Agora que temos o equalizador já montado podemos nos preocupar com as possíveis ligações entre este e o sistema de som do automóvel. A figura 14, que mostra como ligar os fios de saída e entrada do equalizador, é também um guia para a conexão deste com o sistema do automóvel. As explicações suficientes para a ligação do aparelho a qualquer sistema serão divididas em três partes:

1) Ligação entre o EQUALIZADOR e o AMPLIMAX STEREO.

2) Ligação entre o EQUALIZADOR e um amplificador qualquer.

3) Ligação entre o EQUALIZADOR e um toca-fitas ou rádio que possua um amplificador próprio.

1) Para ligar o EQUASOUND com o AMPLIMAX (kit da NE nº 16) não há



(12)

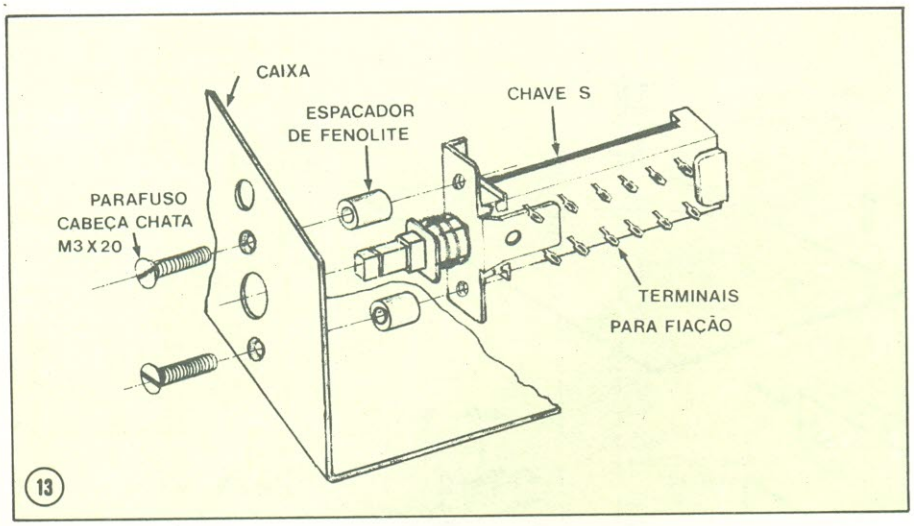
TABELA V

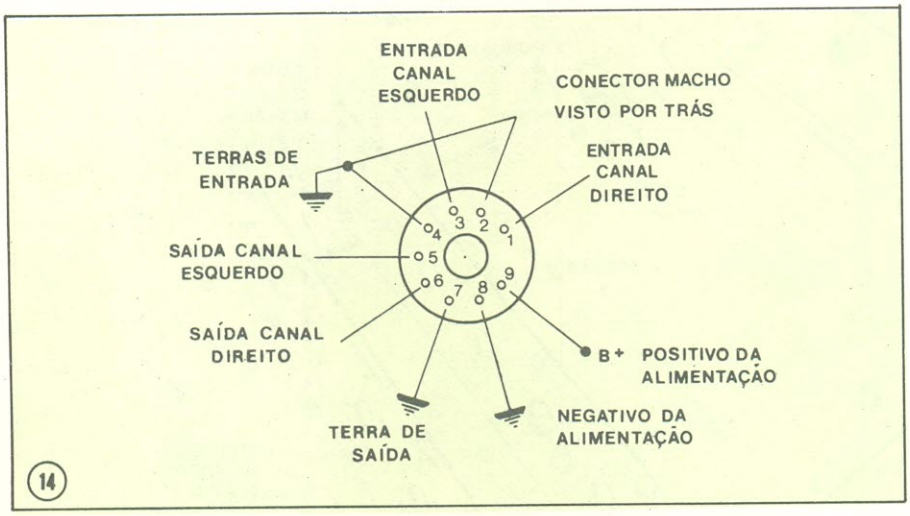
Nº	Cor/Tipo	Bitola	Comprimento	Ligação
1	paralelo	22 AWG	30 cm	ent. canal direito
2				
3	paralelo	22 AWG	30 cm	ent. canal esquerdo
4				
5	vermelho/simples	22 AWG	30 cm	saída canal esquerdo
6	vermelho/simples	22 AWG	30 cm	saída canal direito
7	preto/simples	22 AWG	30 cm	terras da saída
8	preto/simples	22 AWG	30 cm	terra da alimentação
9	vermelho/simples	22 AWG	30 cm	positivo da alimentação

necessidade de se fazer qualquer modificação; bastará seguir as explicações relativas ao diagrama da figura 15. A partir desta recomendamos:

a. Ligar a alimentação do equalizador depois do filtro (explicações mais a frente) usado para eliminar ruídos no AMPLIMAX.

b. A fonte de som deve possuir terra comum à saída ou então deve ser feita a modificação a ser explicada mais a frente (figura 16).





c. No caso de já possuir um AMPLIMAX instalado, deve-se somente desligar os fios de entrada deste (fonte de som) e conectá-los à entrada do equalizador. Sem esquecer a conexão entre a saída do equalizador e a entrada do AMPLIMAX e as da alimentação, segundo explicações do ítem (a).

d. As saídas do AMPLIMAX se mantém, ou seja, as ligações com os alto-falantes devem ser feitas com dois fios para cada um, pois a saída deste não é de terra comum (é do tipo balanceada).

NOTA: Os alto-falantes devem ser de 8 ohms de impedância, ou qualquer disposição que tenha um valor de impedância equivalente (veja NE nº 18, pág. 668/28, figura 4, para maiores informações).

e. Deve-se usar um fusível como está indicado na figura 15.

2) Para a conexão entre o equalizador e um amplificador (figura 17), qualquer devemos observar as seguintes regras:

a. Apenas em alguns casos é possível efetuar a ligação entre o EQ e um amp; para isto a entrada do último deve apresentar terra comum sem excitação de corrente. Caso não aconteça isto, deverá ser utilizado um **booster** de corrente (figura 18). As ligações entre o EQ e um amplificador qualquer aparecem na figura 19.

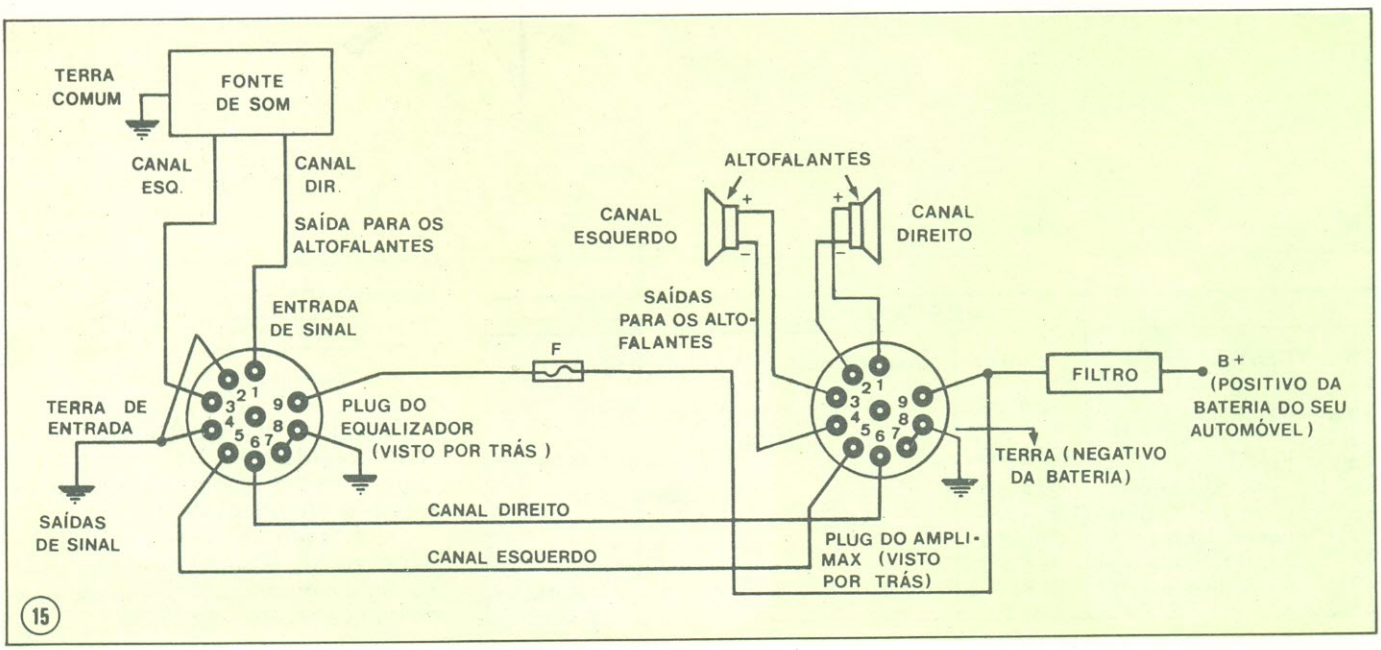
b. É recomendável que também se sigam as instruções dadas nos ítens (b) e (e) para ligação entre o EQ e o AMPLIMAX.

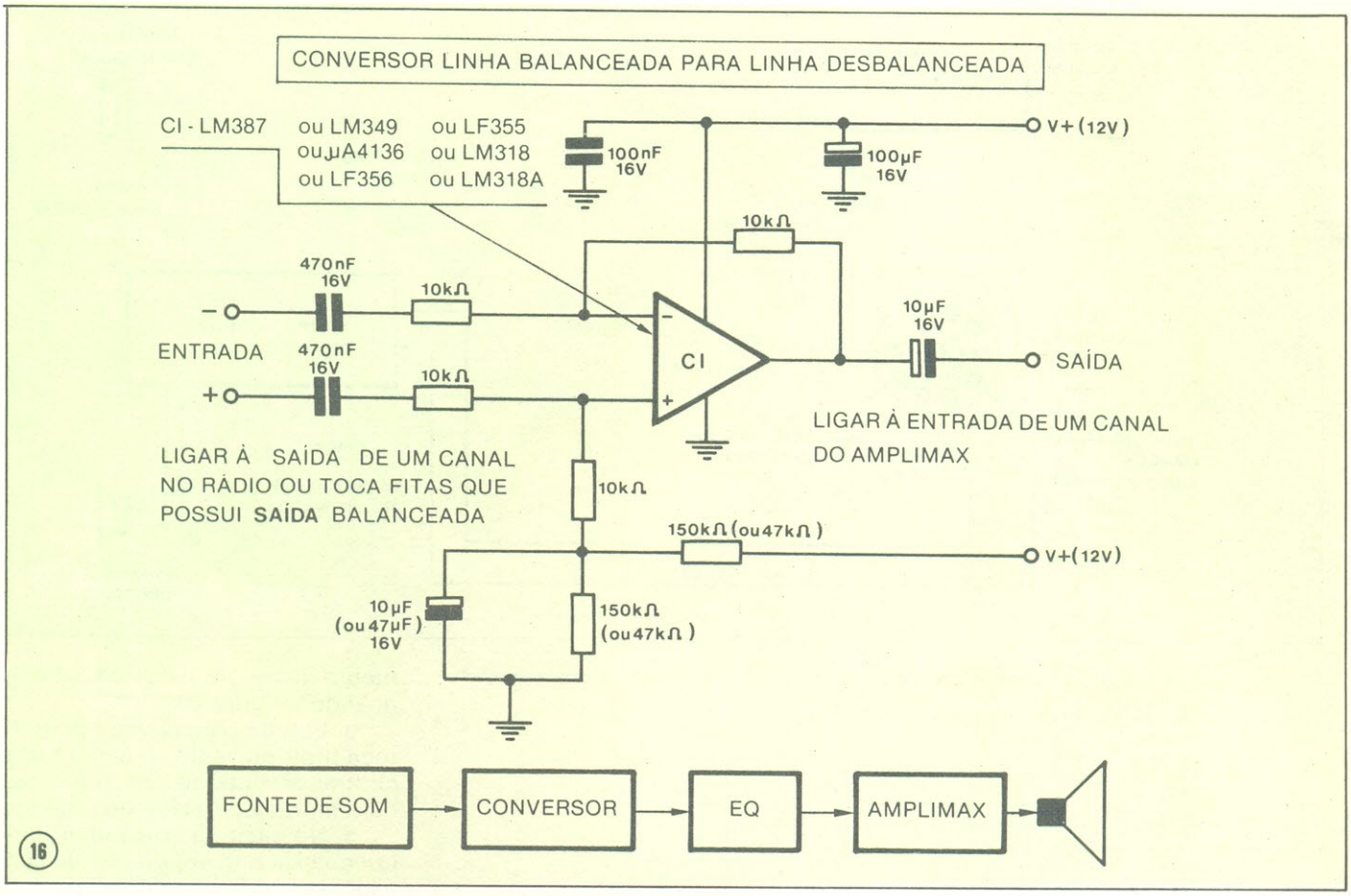
c. Se o equalizador apresentar ruídos por motivos de indução do motor do automóvel, construa um filtro a partir das seguintes instruções:

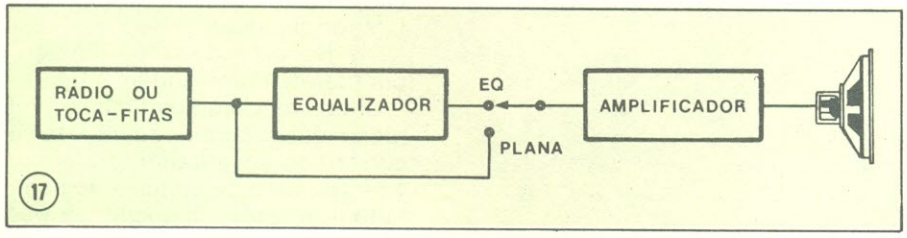
— usando fio esmaltado, bitola 18, dê 10 voltas em torno de uma barra de ferrite de 5 a 7 cm de comprimento, por 1 cm de diâmetro.

— ligue-o (o filtro) em série com a alimentação, como mostra a figura 15.

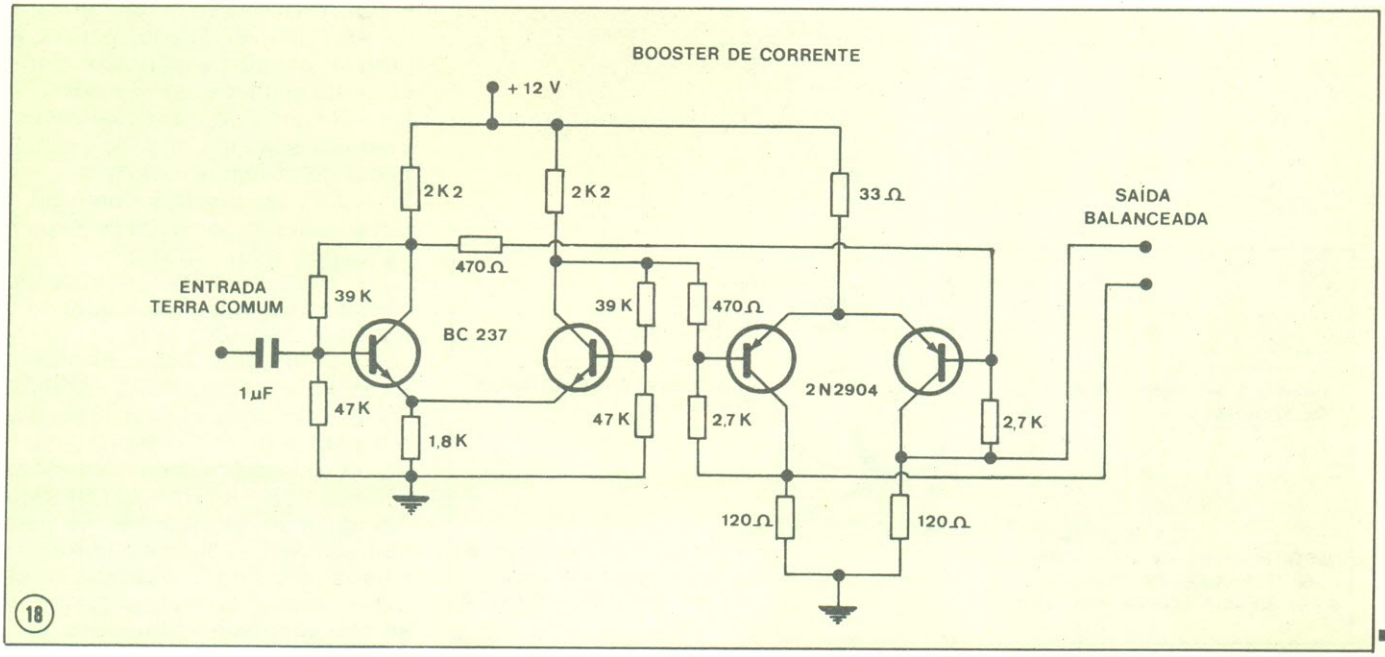
3) Antes de explicar como ligar o

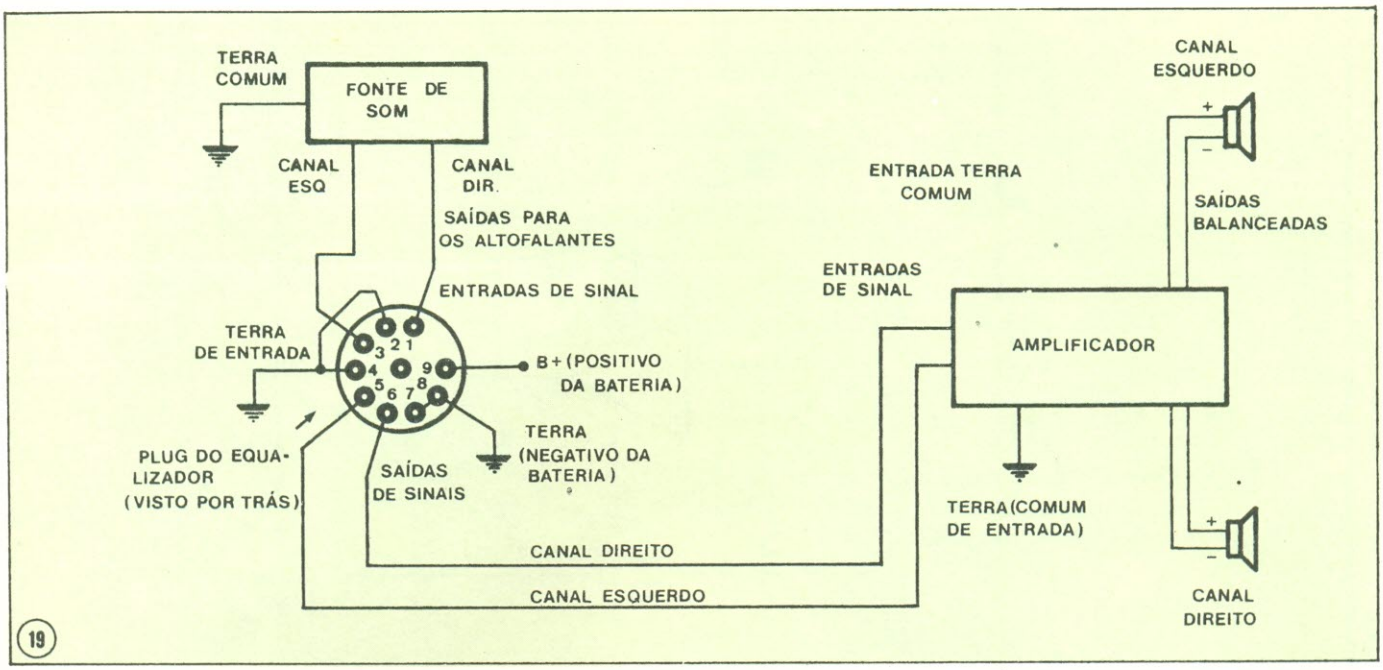




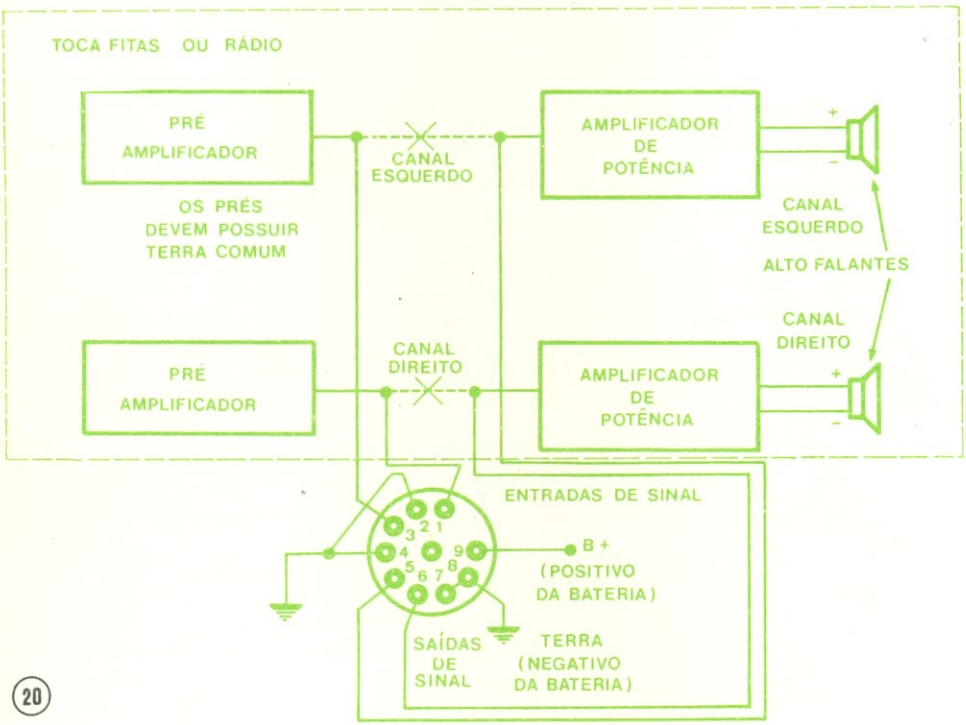


equalizador ao rádio ou toca-fitas, esclarecemos que isto só poderá ser feito por pessoal qualificado, ou seja, com amplos conhecimentos de eletrônica. Em nenhum caso é aconselhável que se tente fazer as conexões com alguém inexperiente ou principiante de eletrônica. Para efetivar a ligação, o seguinte procedi-

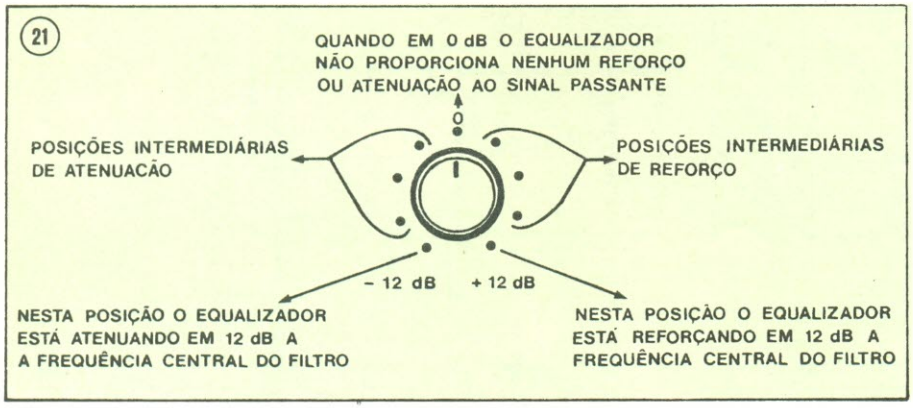




19



20



21

mento deve ser seguido, acompanhando a figura 20:

a. Estude o esquema elétrico do toca-fitas ou rádio, procurando encontrar a saída do pré-amplificador ou a entrada da etapa de potência.

b. No caso de apresentar ruídos (o equalizador), veja as explicações expostas ao final do ítem (2) — ligação entre o equalizador e um amplificador qualquer.

e. Recomenda-se o emprego de um fusível, como sugere a figura 15.

Por fim, daremos algumas recomendações gerais quanto ao uso correto do equalizador.

1 — No caso do sistema de som do automóvel possuir toca-fitas ou rádio separadamente do amplificador, o EQUASOUND só funcionará quando este estiver ligado. Isto ocorre porque o equalizador não oferece corrente para excitar os alto-falantes. Resumindo, o equalizador é operável somente quando o amplificador de potência está ligado.

2 — Para ajuste dos controles do equalizador recomenda-se seguir a seqüência aqui exposta:

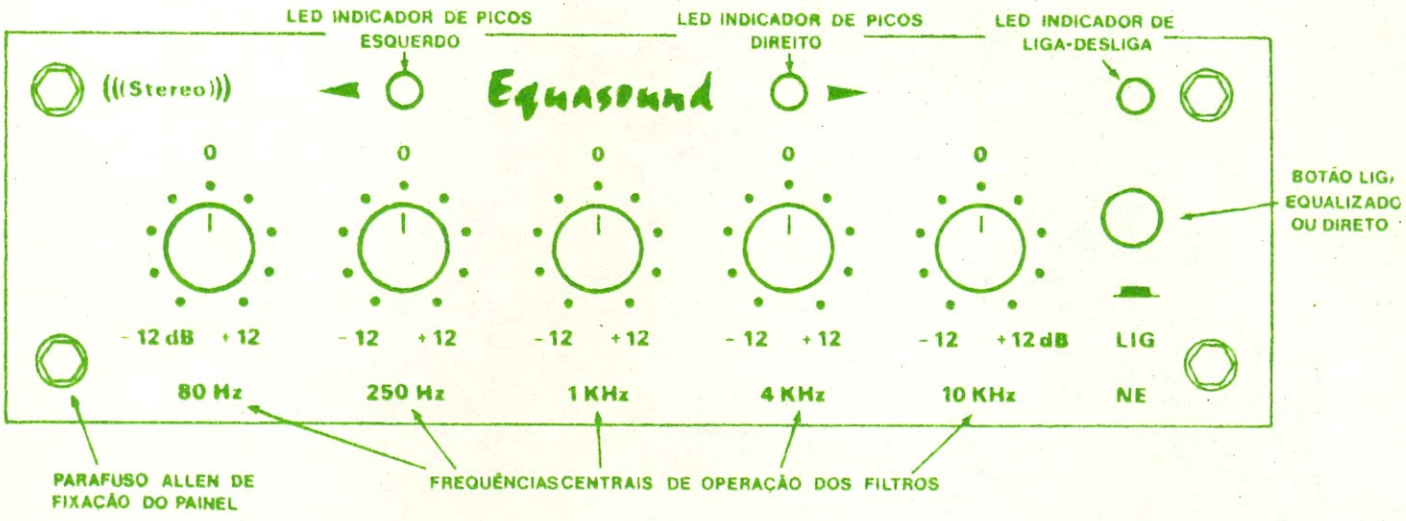
a) Se o ítem (1) for respeitado, passe a chave do equalizador para a posição LIGADO.

b) Centre todos os controles (posição 0 dB), como mostra a figura 21.

c) Comece a ajustar o equalizador pelo controle de 80 Hz, repetindo o processo para os controles de 250 Hz, 1 kHz, 4 kHz e 10 kHz (figura 22), de maneira que não se percebam diferenças audíveis entre os diversos níveis de freqüência, ou seja (como exemplo), que os graves não se sobreponham aos agudos, etc.

d) Lembre-se que o equalizador não é controle de tonalidade, pelo que não deve ser usado como tal: apenas minimiza as deficiências acústicas do sistema de som, ou de nossos órgãos de audição. Caso apareçam vibrações audíveis nos alto-falantes, diminua o efeito do equalizador (reduzindo o ganho dos controles). Também isto é válido quando acontecem ressonâncias do ar ou sobre-enfases em algumas freqüências no interior do automóvel, devendo-se reduzir o problema ou eliminá-lo com o controle que corresponde à mesma faixa de freqüência em que se situa. Reduza, também, o volume ou a ação do EQ a cada vez que acenderem os LEDs de saturação (PICOS ESQ ou PICOS DIR); o disparo dos LEDs está calibrado para 2 V_{RMS} na entrada do amplificador.

Além de sua aplicação em automóveis, o "Equasound" se adaptará ao uso doméstico, bastando que se utilize uma fonte de 12 volts, como a "Fonte PX", a "Nova Fonte PX" ou a "Fonte para Efeitos Especiais".



(22)

Relação de material

RESISTORES E POTENCIÔMETROS

R100, R200 — 100 k (marrom-preto-amarelo)
R101, R201 — 100 k (marrom-preto-amarelo)
R102, R202 — 1,5 k (marrom-verde-vermelho)
R103, R105, R107, R109, R111, R113, R115, R117, R119, R121 — 10 k (marrom-preto-laranja)
R203, R205, R207, R209, R211, R213, R215, R219, R221 — 10 k (marrom-preto-laranja), R 217
R104, R106, R108, R110, R112, R114, R116, R118, R120, R122 — 1 M (marrom-preto-verde)
R204, R206, R208, R210, R212, R214, R216, R218, R220, R222 — 1 M (marrom-preto-verde)
R123 a R127, R223 a R227, R129, R229 — 100 k (marrom-preto-amarelo)
R128, R228 — 27 k (vermelho-violeta-laranja)
R130, R230 — 3,9 k (laranja-branco-vermelho)
R131, R231 — 18 k (marrom-cinza-laranja)
R132, R232, R — 560 (verde-azul-marrom)
R133, R134, R233, R234 — 150 k (marrrom-verde-amarelo)
P1 a P5 — 100 k (potenciômetro linear duplo. miniatura)

Todos os resistores estão em ohms, 1/8 W e tolerância de 5%, exceto onde especificado.

CAPACITORES

C100, C200 — 10 µF/16 V (eletrolítico)
C101, C113, C201, C213 — 22 µF/16V (eletrolítico)
C102, C202 — 68 nF/16 V
C103, C203 — 6,8 nF/16 V
C104, C204 — 22 nF/16 V
C105, C205 — 2,2 nF/16 V
C106, C206 — 5,6 nF/16 V
C107, C207, C110, C210 — 560 pF/16 V
C108, C208 — 1,5 nF/16 V
C109, C209 — 150 pF/16 V
C111, C211 — 56 pF/16 V
C112, C212 — 4,7 µF/16 V (eletrolítico)
C114, C214, C2, C4, C6, C8 — 100 nF/16 V

C1, C3, C5, C7 — 100 µF/16 V (eletrolítico)

Todos os capacitores não especificados são de disco ou cerâmicos, de igual coeficiente de temperatura e 5 ou 10% de tolerância. Tensões de isolação superiores a 16 V.

DIVERSOS

chave tipo tecla 4 polos, 2 posições, com trava.
soquete de 9 pinos, comum. com base.
plugue macho de 9 pinos com capa, miniatura.
5 **knobs** de alumínio anodizado K5
1 **knob** de alumínio anodizado KCH 7,5
4 metros de fio 2 × 22 AWG, flexível, bicolor.
placa de circuito impresso NE3076
caixa metálica com tampa
manual de instruções
2 parafusos 1/8" × 1/4", cabeça chata com fenda.
4 parafusos M3 × 5mm — "cilíndrico"
2 parafusos M3 × 20 mm — "chata"
2 parafusos AA 2,9 × 6,5 mm — cabeça cilíndrica
4 parafusos M3 × 8mm — cabeça "Allen", pretos.
4 porcas M3, sextavadas
2 porcas 1/8", sextavadas
2 espaçadores de fenolite de 13 mm

Tiro ao alvo eletrônico

Um circuito de tiro ao alvo eletrônico. Essa é a sugestão prática que oferecemos no artigo a seguir. Com um reduzido número de componentes e poucos gastos, poderá ser construído esse interessante e divertido dispositivo. Uma boa oportunidade, também, para o principiante exercitar-se, determinando a forma de montagem e/ou desenvolvendo as potencialidades do brinquedo.

Trata-se de um circuito eletronico que simula um *stand* de tiro ao alvo. Valendo-se de cinco circuitos integrados e duas fileiras de diodos LED, este circuito possibilita que uma disposição apropriada dos ultimos possa representar um alvo em movimento e uma linha de tiro fixa. O alvo esta sempre se movendo pela sua fileira; a intenção do jogo e atingir o alvo no momento em que ele passar pelo ponto de intersecção (figura 1). O mesmo corresponde ao ultimo ponto da linha de tiro, alem de ser o quarto ponto de movimentação do alvo. Para podermos utilizar o circuito (jogo) em questão, devemos primeiro tocar o ponto de rearme (rearmar) para limpar qualquer condição anterior. Em seguida tocamos o ponto de tiro quantas vezes for necessario para acertar o alvo. No instante em que o alvo é atingido, ele se imobiliza no ponto de intersecção e a linha de tiro permanece também nesse ponto. Para uma nova série de tentativas, deve-se novamente tocar o ponto de rearme, colocando automaticamente o alvo em movimento e armando a linha de tiro em sua posição inicial.

1

Desenvolvido sob o suporte da tecnologia CMOS, este circuito emprega apenas cinco circuitos integrados para formar toda a lógica de controle e acionamento para o tiro ao alvo.

O coração do circuito (figura 2) e composto por dois circuitos integrados 4017 (década contadora com dez saidas decodificadas); por intermédio de suas saidas decodificadas são acionados os diodos LED que compõem as fileiras das linhas de tiro e de alvo. Os mesmos (4017) a cada pulso de *clock*, quando devidamente habilitados, incrementam uma posição nas suas saidas.

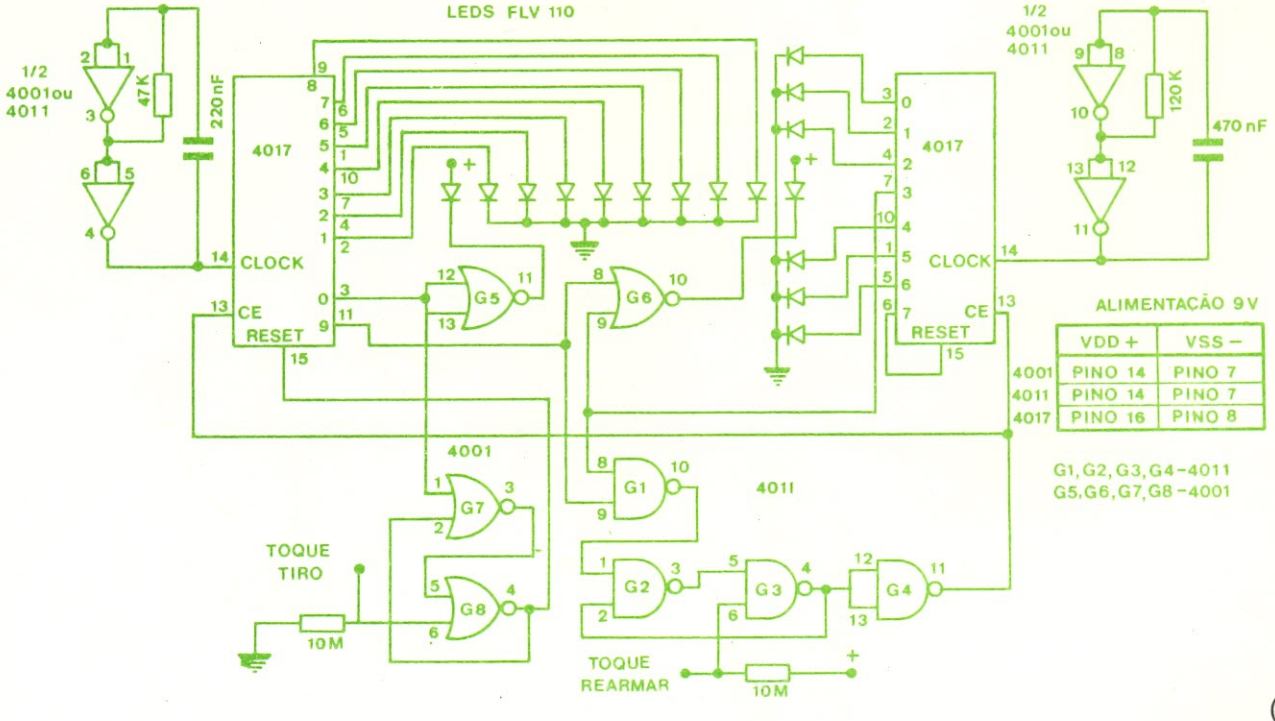
Isto quer dizer que, se considerarmos como estado inicial - reset em nivel O *chip enable* em nivel O e saida decodificada O (pino 3) em nivel 1 - todas as demais saidas decodificadas (de 1 a 7) estarão no nivel O. Agora, a cada subida do pulso de *clock* o contador incrementara suas saidas. Assim sendo, podemos dizer que quando no estado inicial a saida O apresentava nivel 1, apos a primeira subida de *clock* a mesma mudara para nivel O, enquanto a saida 1 assumira o nivel 1 as restantes continuam ainda no nivel O. Depois da subida do segundo pulso de *clock* a saida 2 passara a ter o nivel 1 com todas as demais em O. Com isso vemos que as posições são incrementadas a cada pulso de *clock* (subida). Ao ocorrer o decimo pulso, o contador retornará à posição O reiniciando um novo ciclo. O CI 4017 apresenta ainda duas entradas, cuja atuação no controle do contador e conveniente conhecer:

a. *chip enable* (CE) - Esta, quando em nivel 0, permite a entrada dos pulsos de *clock*. Caso seja imposto nivel 1 a essa entrada, o contador não mais aceitara a entrada dos pulsos de *clock* e, em consequência, não será incrementado.

b. *reset* - Este pino, quando colocado a nivel 1, leva o contador à saida decodificada O (impõe nivel 1 a mesma), não importando as condições em que se encontrar qualquer das entradas. Se estiver ao nivel O, não interferira no funcionamento normal do contador.

Um pequeno artificio foi empregado no contador que movimenta o alvo: a conexão da saida decodificada 7 ao pino de *reset*. Com isso, ao colocarmos nivel 1 na referida saida, quase instantaneamente o contador sera levado à posição O , possibilitando contagem de 0 até 6.

Quando tocamos o ponto de rearme (REARMAR), levamos os pinos de CE



2

(*chip enable*) a nível 0 e memorizamos esse estado num flip-flop RS formado pelas portas NE G2 e G3. Assim, permitimos que o contador referente ao alvo entre em funcionamento.

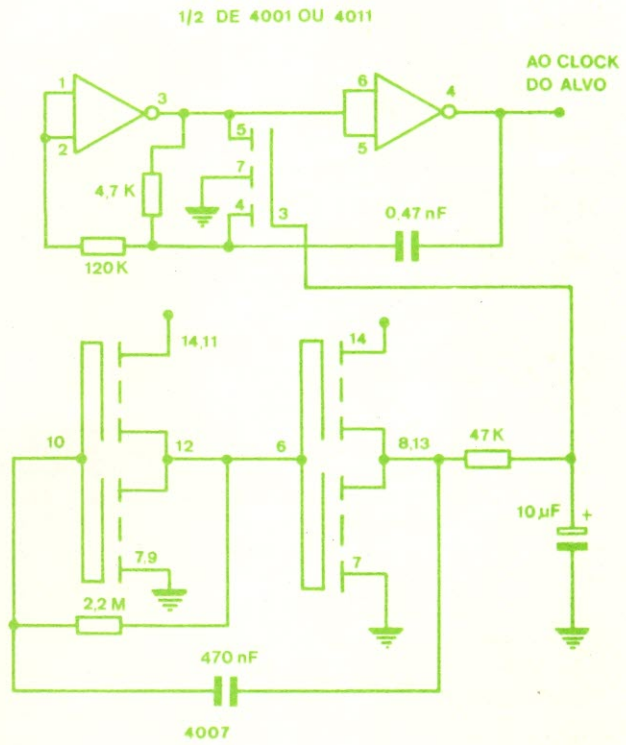
A quarta posição da linha de alvo (ponto de intersecção) não é acionada diretamente pelo 4017, mas por uma porta NOU - G6 - permitindo que esse ponto seja compartilhado com a última posição da linha de tiro. Essa afirmação significa que sempre que houver um nível 1 em uma ou ambas as entradas de NOU G6, o diodo LED conectado à sua saída se acenderá.

A linha de tiro é comandada pelo outro contador. Esse contador é comandado, por sua vez, pelo flip-flop RS constituído pelas portas NOU G7 e G8. Elas possibilitam ao contador soltar apenas uma salva de dez pulsos (uma varredura da linha de tiro), pois, ao passar pela posição "0", o flip-flop é colocado em *set* e com isso leva o pino 15 do 4017 (*reset*) ao nível 1, travando o contador em zero. Ao tocarmos o ponto de tiro, o flip-flop vai à condição *reset* e libera mais uma varredura da linha de tiro.

Detetor de acerto

A condição de acerto é caracterizada na passagem do alvo pela quarta posiçãop da linha do alvo, quando a linha de tiro está passando pela sua saída decodificada "9". Essa condição exige que tenhamos nível 1 na saída decodificada "9" da linha de tiro e nível 1 também na quarta posição da linha do alvo (ponto de intersecção). Uma porta NE - G1 - é utilizada para reconhecer essa condição. Os dois níveis 1 simultâneos conduzirão a saída do G1 ao nível 0, o que levará o flip-flop composto por G2 e G3 à condição *set*. Estando o mesmo em *set*, os pinos de *chip enable* também estarão ao nível 1, por meio de G4. Desse modo, os dois contadores manterão seu último estado, o que corresponde ao ponto de intersecção. Para o rearme do circuito, basta um toque no ponto REARMAR.

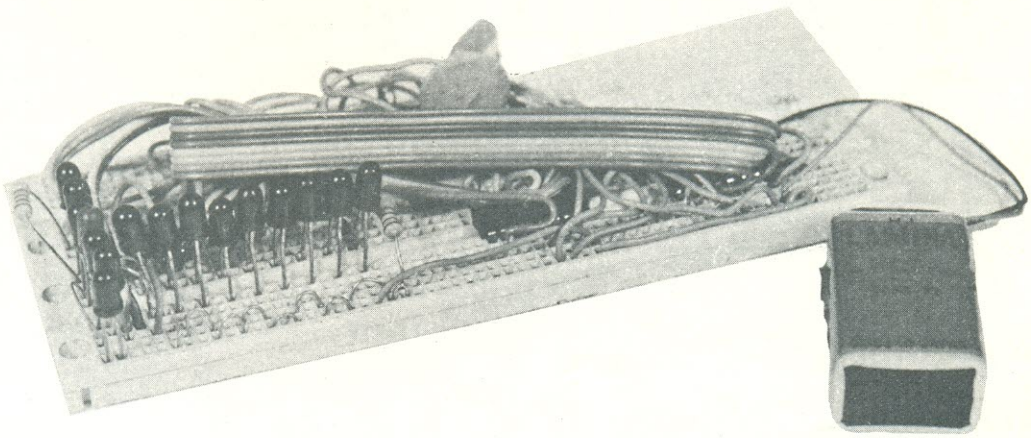
Os pulsos de *clock* para os contadores são gerados nos dois osciladores de onda quadrada feitos com portas NE ou NOU, as quais são usadas aí como inversores.



3

Caso se deseje um movimento mais imprevisível da linha de alvo, deve-se utilizar o circuito indicado na figura 3. Este, permite que a frequência de *clock* do alvo varie para mais ou menos em relação a uma média. Utilizamos 2/3 de um CI 4007 como oscilador e um dos transistores MOSFET do mesmo como resistor controlado por tensão. O resistor de 47 k ohms em conjunto com o capacitor de 10 uF integram a onda quadrada, transformando-a em duas rampas, uma ascendente e outra descendente, cuja tensão controlará o MOSFET. Com isso será variada a frequência do oscilador, mudando a velocidade do movimento do alvo.

Quanto a montagem, a nossa pode ser observada pela foto e, como se vê, foi utilizada uma placa de *protoboard* para sua realização. Deixamos, entretanto, ao cargo da imaginação e gosto do interessado, a escolha sobre a sua execução.



AVISO IMPORTANTE

MULTÍMETRO DIGITAL MD 3 ½ L

Durante a realização de testes complementares com o multímetro MD 3 ½ L, nossa equipe técnica verificou a existência de pontos críticos relacionados a alguns componentes e ao funcionamento do aparelho, notando também uma falha de impressão nos dados de sua ficha técnica. Em conseqüência, além de apresentarmos nossas excusas por eventuais transtornos, detalhamos a seguir nossas constatações, com as respectivas providências a serem tomadas.

1 — **Transformador.** Devido às variações de tensão encontradas nos diversos pontos do País, a tensão do secundário do transformador torna-se insuficiente para o CI 7805. Esse fato tem por conseqüência uma regulação pobre do CI, nas linhas de ± 5 V, o que causa uma instabilidade na leitura dos dígitos menos significativos.

Em vista do exposto, a Filcres prontifica-se a trocar gratuitamente dentro do prazo de 30 dias, a partir da publicação deste aviso, o transformador por outro de características compatíveis. Para tal, o montador deverá trazê-lo pessoalmente, ou enviá-lo pelo reembolso postal, ao endereço indicado, correndo os riscos de transporte por conta do mesmo.

2 — **Instabilidade dos dígitos menos significativos.** Além do transformador, outro fator pode influir na estabilidade do aparelho. Esse fator identificado como sendo os capacitores C14, C15, C16, C17 e C18, pertencentes à placa 3090B (DPM). Tais capacitores, caso sofram um aquecimento muito grande, podem variar suas características, provocando assim a instabilidade, tanto na leitura, como no zeramento do aparelho.

3 — **Zeramento do aparelho.** O não-zeramento do multímetro pode ser provocado por indução de 60 Hz no circuito, ou pelo capacitor C16 referido no ítem anterior. Para solucionar esse problema aconselhamos soldar um capacitor de 6,8 nF entre o terminal da chave liga/desliga e o terra do suporte das chaves. O terminal da chave onde será soldado o capacitor é o mesmo do fio do cabo de força (vide figura 1). Deve-se fazer, também, um **jumper** entre o ponto "Z" da placa 3090A e o suporte das chaves, as quais deverão estar soldadas na placa. Quanto ao capacitor C16, devemos substituí-lo, por tentativa, por outro do mesmo valor e observar o máximo cuidado ao soldá-lo na placa (não sobreaquecê-lo).

4 — **Conversor AC/DC.** Em vista das variações de parâmetros verificadas em diversos tipos de CIs 3130, resolvemos alterar alguns componentes de seu circuito, abrangendo uma gama maior de integrados. Na figura 2 indicamos as modificações que devem ser efetuadas.

5 — **Ficha técnica.** Na apresentação das características do equipamento houve uma falha de impressão quanto à precisão das escalas do mesmo. Portanto, onde se lê "precisão de 0,1% ± 1 dígito", precisão de 2% ± 1 dígito".

NOTAS IMPORTANTES

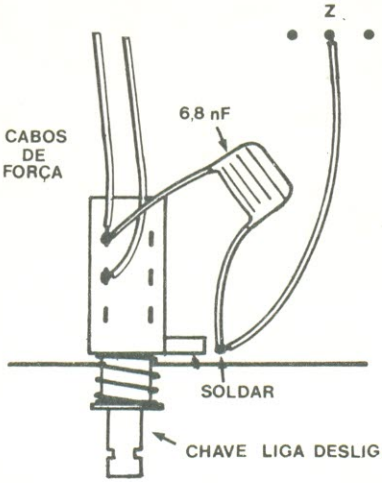
I — Informamos que tais problemas técnicos ocorreram apenas nos cem primeiros **kits,** sendo os inconvenientes sanados imediatamente após.

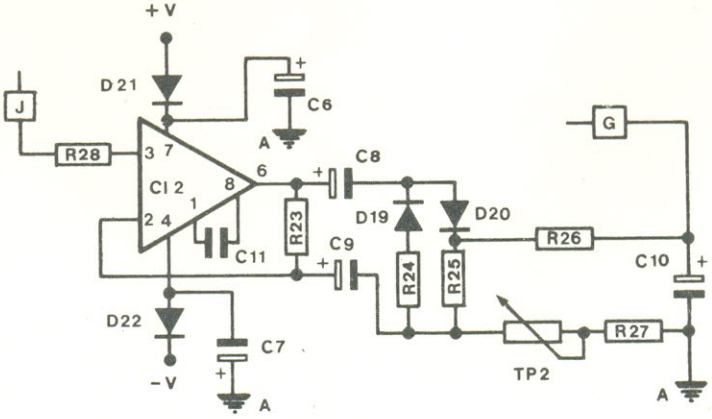
II — Em nenhuma hipótese os problemas até aqui apontados podem trazer danos aos componentes do aparelho, sendo causa para os defeitos especificados apenas .

III — **Precauções**

a) Para medições de resistências cujos valores sejam elevados — R ≥ 20k ohms — aconselha-se a utilização de pontas de prova feitas com cabo "shieldado" e que a mesma seja a mais breve possível, evitando a captação de ruídos.

b) Quando estiver acionada à função "OHMS", deve-se tomar cuidado para não injetar nenhuma tensão em sua entrada, pois o integrado 7107 não suporta sobrecargas, sendo de ± 4 volts a máxima tensão permissível recomendada pelo fabricante. Conseqüentemente, ao medir resistências em circuitos, certifique-se que o mesmo esteja com sua alimentação desligada.





COMPONENTES COM SEUS VALORES ALTERADOS

R 28 - 470 KΩ
R 24 - 4K7 Ω
R 25 - 1K Ω
R 27 - 100 Ω
C 9 - 1µF/16 V

FILCRES IMPORTAÇÃO E REPR. LTDA. IND. E COMÉRCIO.
Rua Aurora, 165 - Capital (SP) - Tel. 221-4451 e 221-3993

ELETRÔNICA EV VETERANA LTDA.

TRANSFORMADORES

* **Transformadores de até 20 kV**
* **Auto transformadores**
* **Isoladores de linha monofásico/trifásico até 30 kVA**
* **Transformadores para fontes de alimentação**
* **Transformadores para ignição**
* **Transformadores sob encomenda**

Eletrônica Veterana Ltda.
Ind. e Comércio de Componentes Eletrônicos

Rua Aurora, 161 — tel. 221.4292 — Cep.01209 — São Paulo (SP)

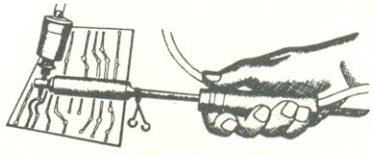
novo

SUGADOR DE SOLDA

Indispensável na remoção de qualquer componente eletrônico. Bico com encaixe, sem rosca, várias opções.

SUPORTE P/ PLACA

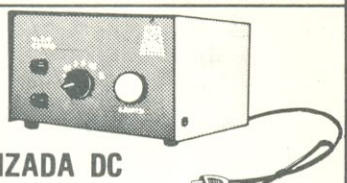
Mantém firme a placa.
Torna o manuseio da mesma bem mais prático seja na montagem, conserto, experiência, etc...



DESSOLDADOR

A solução para remoção de circuito integrado e demais componentes. Derrete a solda e faz a sucção.

FONTE ESTABILIZADA DC

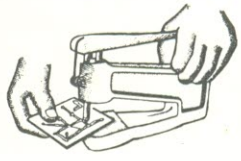


Fornece tensões fixas e ajustáveis de 1,5 a 12 VDC. Corrente de saida 1 A.

SUPORTE P/FERRO DE SOLDA

Coloca mais ordem e segurança na bancada. Com esponja para limpeza do bico.

PERFURADOR DE PLACA

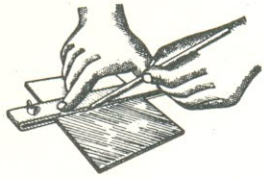


Fura com incrível rapidez, perfeição e simplicidade placas de circuito impresso.

PESQUISADOR DE SINAIS

O maior quebra-galho do técnico reparador localiza com rapidez, defeitos em rádios de pilha, à válvula, amplificador, etc...

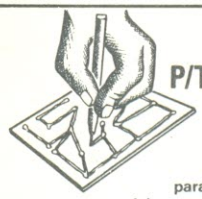
CORTADOR DE PLACA



A maneira mais simples e econômica de cortar placas de circuito impresso.

CETEKIT

Conjunto completo p/ confecção e montagem de circuito impresso.



CANETA P/TRAÇAR CIRCUITOS IMPRESSOS

Finalmente a solução para um velho problema, caneta especial para traçagem de circuito impresso diretamente sobre a placa cobreada. Recarregável.

INJETOR DE SINAIS

De tamanho reduzido, indispensável ao técnico, para consertos de rádio, tv, amplificador, etc.

SOLICITE GRATIS: Catálogo e Tabela de Cores para Resistências (Plastificado)

• C E T E I S A •

RUA BARÃO DE DUPRAT, 312 · FUNDOS
STO. AMARO · S. PAULO · CEP 04743
TELEFONES: 548-4262 e 522-1384

NOME.....
ENDER.....
BAIRRO.....CEP.....
CIDADE.....ESTADO.....

ANTOLOGIA DO CA3140

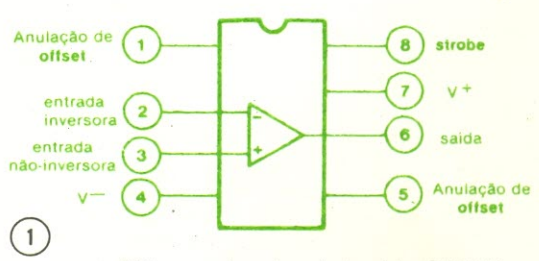
Após um reinado tranqüilo de aproximadamente uma década, o amplificador operacional 741 vê agora seu domínio ameaçado por um dispositivo de características comprovadamente superiores, o BiFET CA3140. Através deste artigo você passará a conhecê-lo e possivelmente a considerá-lo nos projetos em que forem requeridos amp op.

Características.

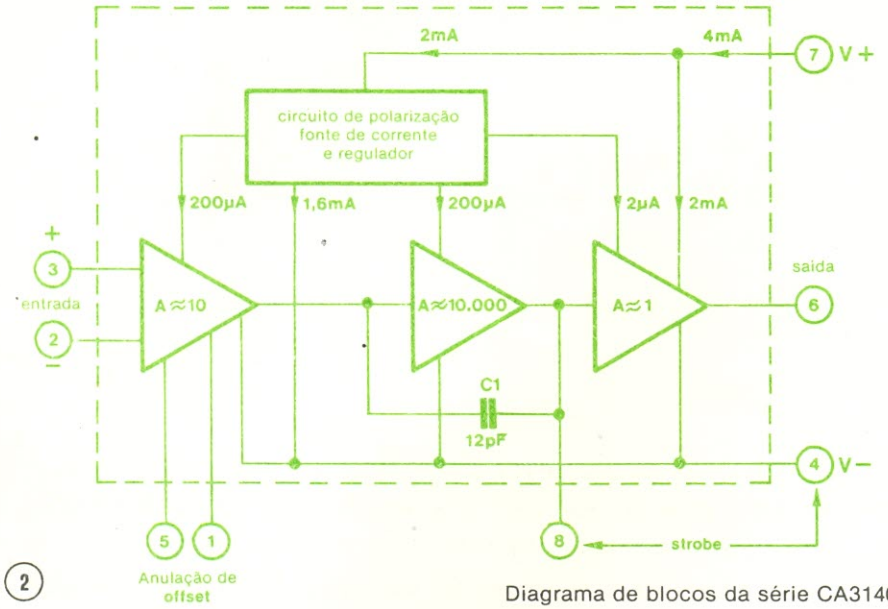
- *Estágio de entrada MOSFET*
  - *(a) Impedância de entrada muito alta: 1,5 teraohms*
  - *(b) Corrente de entrada muito baixa: 10 pA, a ± 15 V*
  - *(c) Tensão **offset** de entrada baixa: 2 mV máxima*
  - *(d) Larga faixa da tensão de entrada de modo comum*
  - *(e) Oscilação da saída complementa a faixa de entrada de modo comum*
  - *(f) Estágio de entrada protegido com diodos bipolares*
- *Substitui diretamente o 741 em muitas aplicações.*
- *Inclui diversas vantagens de vários tipos de amp op, como entrada com FET, banda larga (alto **slew rate**), aplicações gerais.*
- *Operação de 4 a 44 volts, com fonte simples ou dupla.*
- *Compensado internamente*
- *Caracterizado por operação em ± 15 V e para sistemas de alimentação TTL com operação diminuindo para 4 V.*
- *Largura de banda de 4,5 MHz, com ganho unitário a ± 15 V ou 30 V; 3,7 MHz a 5 V.*

O advento dos dispositivos BiFET foi o mais importante passo dado nos últimos anos no sentido de aperfeiçoar a construção e a aplicação dos operacionais. Como já explicamos em artigo anterior da NE (revista 8, págs 2 a 5) a designação BiFET se deve à união das tecnologias dos transistores bipolares e FETs na formação de um novo e mais incrementado componente — o BiFET. Trazendo de volta a série "Antologia", descreveremos aqui o funcionamento e as mais importantes características dos tipos ..... CA3140, CA3140A e CA314OB, todos eles amp op dignos representantes da nova técnica.

A série 3140 é constituída por circuitos integrados de amplificadores operacionais que combinam as vantagens de alta tensão dos transistores PMOS, com transistores bipolares numa única pastilha monolítica. Devido a esta qualificação singular eles podem fornecer aos proje-



① Diagrama funcional da série CA3140



2

Diagrama de blocos da série CA3140

tistas, ao mesmo tempo, as características de desempenho especiais dos amplificadores operacionais COS/MOS, CA3130 e a versatilidade da série 741 padronizada por toda a indústria.

Os amplificadores operacionais CA3140, CA3140A e CA3140B apresentam transistores MOSFET ..... (PMOS) de porta protegida na entrada do circuito, para prover uma impedância de entrada muito alta, baixíssima corrente de entrada e desempenho de alta velocidade. Estes amplificadores operacionais são internamente compensados em fase para conseguir operação estável com ganho unitário e, adicionalmente, possuem terminais de acesso para um capacitor externo suplementar caso se deseje acrescentar uma outra freqüência de atenuação. Também são fornecidos terminais para o uso de transistores a efeito de campo PMOS no estágio de entrada resulta numa diminuição da capacidade de entrada de tensão em modo comum de 0,5 volt abaixo do nível de alimentação negativo, um importante atributo para as aplicações com uma única fonte. O estágio de saída utiliza transistores bipolares e inclui proteção interna contra danos causados por curtos entre o terminal de carga e a terra ou a fonte.

A série CA3140 apresenta-se na mesma configuração de 8 pinos usada para o 741 e outros amplificadores comumente industrializados. Eles podem ser encontrados tanto no encapsulamento comum de 8 pinos tipo TO-5 (sufixo T), ou no TO-5 de 8 pinos em linha dupla (sufixo S). Também são oferecidos na versão plástica de 8 pinos em linha dupla (sufixo Mini-DIP E).

Descrição do circuito

A figura 2 é um diagrama de blocos do amplificador operacional série CA3140 PMOS. Os terminais de entrada podem ser operados 0,5 volt abaixo da alimentação negativa. Dois estágios amplificadores classe A proporcionam o ganho de tensão, e um único estágio amplificador classe AB fornece o ganho de corrente necessário para acionar cargas de baixa impedância.

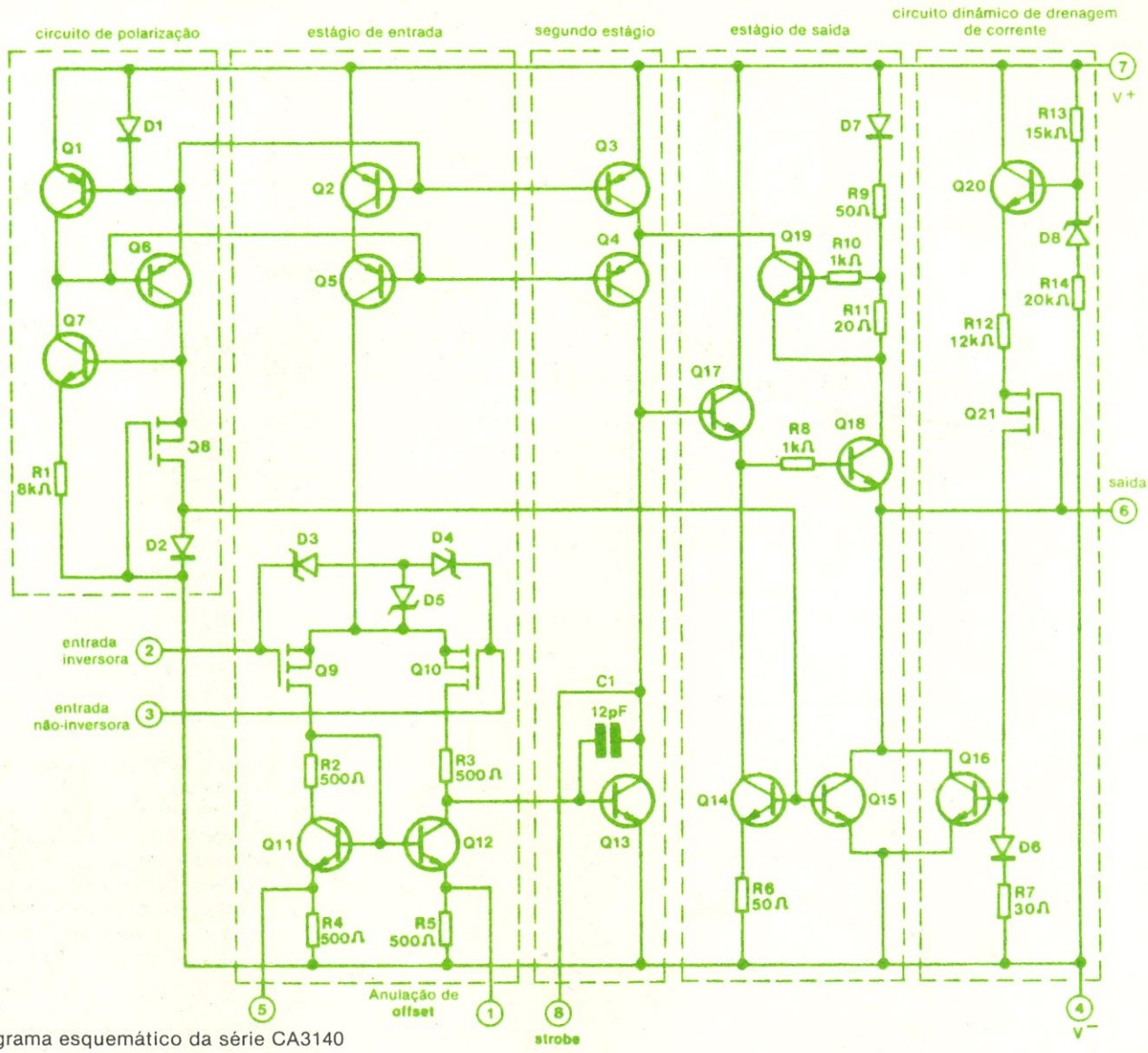
Um circuito de polarização possibilita o controle de circuitos de corrente constante em cascata no primeiro e segundo estágios. O CA3140 inclui um capacitor de compensação de fase na própria pastilha, que é suficiente para a configuração seguidor de tensão de ganho unitário.

Estágio de entrada — O circuito esquemático do CA3140 é mostrado na figura 3. Ele consiste de um estágio de entrada diferencial que utiliza transistores a efeito de campo PMOS (Q9, Q10) trabalhando com um par de transistores bipolares (Q11, Q12) que funcionam como resistores de carga juntamente com os resistores R2 a R5. O referido par de transistores bipolares também funciona como um conversor diferencial para terminal único, para fornecer controle da corrente de base para o transistor bipolar do segundo estágio (Q13). A anulação do **offset**, quando desejada, pode ser efetuada com um potenciômetro de 10 k ohms conectado entre os terminais 1 e 5, com seu cursor ligado ao terminal 4. Os transistores bipolares ligados em cascata, Q2 e Q5, são a fonte de corrente constante para o estágio de entrada. O circuito de polarização de base para a fonte de corrente constante é descrito subsequentemente. Os pequenos diodos D3, D4, D5 proporcionam proteção da porta de óxido contra transientes de alta tensão, por exemplo, eletricidade estática.

Segundo estágio — A maior parte do ganho de tensão no CA3140 é provida pelo segundo estágio amplificador, que consiste do transistor bipolar Q13 e sua resistência de carga ligada em cascata fornecida pelos transistores bipolares Q3 e Q4. A compensação de fase na pastilha, suficiente para a grande maioria das aplicações é dada por C1. Uma compensação adicional por efeito Miller pode ser conseguida, quando desejado, pela simples conexão de um pequeno capacitor entre os terminais 1 e 8. O terminal 8 é também usado para estabilização do estágio de saída. Quando o terminal 8 é ligado ao negativo da alimentação (terminal 4) por meios elétricos ou mecânicos, o terminal de saída 6 apresenta-se baixo, isto é, aproximadamente ao potencial do terminal 4.

Estágio de saída — Os circuitos da série CA3140 empregam um estágio de saída de banda larga que pode suprir corrente à fonte negativa para completar a capacidade do estágio de entrada PMOS quando operando próximo ao nível negativo. A corrente quiescente no circuito seguidor de emissor em cascata (Q17, Q18) é estabelecida por transistores (Q14, Q15) cujas correntes de base são "refletidas" para a corrente que flui através do diodo D2 na seção de polarização do circuito. Quando o CA3140 está operando de modo que o terminal de saída 6 fornece corrente, o transistor Q18 funciona como um seguidor de emissor para fornecer corrente de V + (terminal 7), via D7, R9 e R11. Sob tais condições, o potencial de Q13 é suficientemente alto para permitir o fluxo necessário de corrente de base no seguidor de emissor Q17 que, por sua vez, comanda Q18.

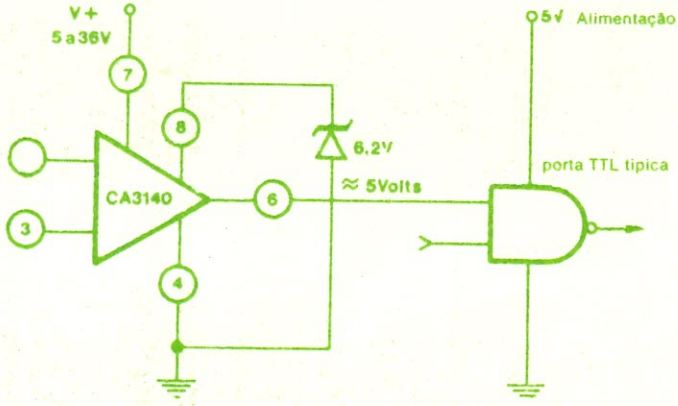
Quando o CA3140 está operando de modo tal que o terminal de saída 6 está drenando corrente externa para a linha de V − , o transistor Q16 é o elemento de drenagem da corrente. Este último está ligado a D6, R7, com alimentação de corrente por meio de Q21, R12 e Q20. O transistor Q20, por seu turno, é polarizado pelo fluxo de corrente através de R13, do zener D8 e R14. O circuito dinâmico de drenagem de corrente externa é controlado pelo nível da tensão. Para fins de explicação, supõe-se que



3

Diagrama esquemático da série CA3140

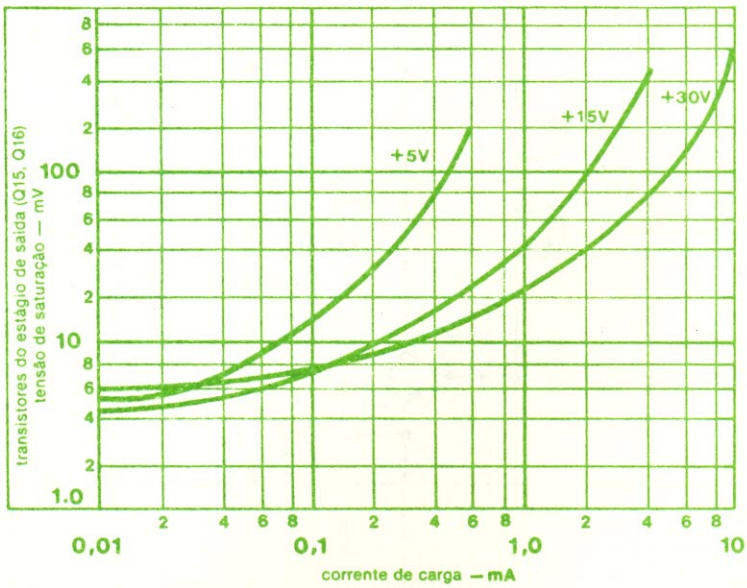
o terminal de saída 6 está quiescentemente estabelecido no ponto médio entre V+ e V− . Quando o corrente de saída no modo de operação de drenagem externa é requerida, o potencial do coletor de Q13 é colocado abaixo de seu nível quiescente, fazendo com que Q17 e Q18 diminuam a tensão de saída no terminal 6. Assim, o terminal de porta do transistor PMOS Q21 é deslocado na direção de V − , reduzindo a resistência do canal de Q21. Como conseqüência, há uma elevação na corrente que flui por Q20, R12, Q21, D6, R7 e na base de Q16. Por sua vez, Q16 drena corrente do terminal 6 em resposta direta à variação incremental na tensão de saída causada por Q18. Esta corrente drenada flui independentemente da carga; qualquer excesso de corrente é internamente suprido pelo seguidor de emissor Q18. A proteção contra curto-circuito do estágio de saída é provida por Q19, que é acionado para a condução pela queda de alta tensão desenvolvida sobre R11 com a saída em curto-circuito. Sob tais condições, o coletor de Q19 desvia a corrente de Q4 de modo que reduz a corrente de base de Q17 limitando, portanto, o fluxo de corrente em Q18 para o terminal de carga em curto-circuito.



4

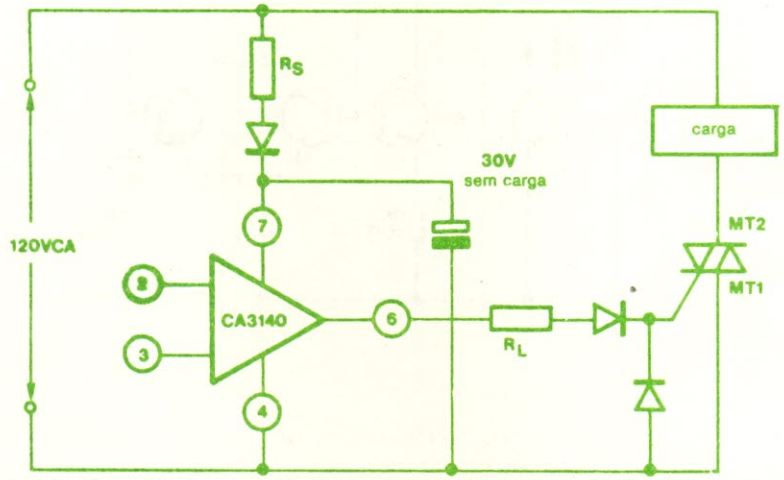
Diodo zener de grampemanento conectado aos terminais 4 e 8 para limitar a oscilação de saída do CA3140 aos níveis TTL.

Circuito de polarização — A corrente quiescente em todos os estágios (exceto o de drenagem de corrente externa) do CA3140 depende da corrente de polarização que passa por R1. A função do circuito de polarização é determinar e manter constante o fluxo de corrente através de D1, Q6, Q8 e D2. D1 é um diodo conectado em paralelo com as junções ba-



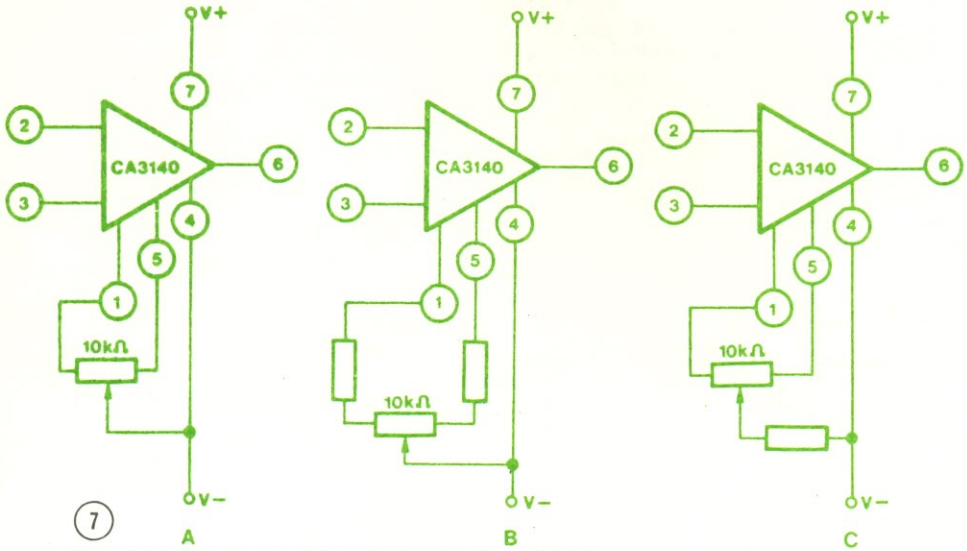
(5)

Tensão sobre os transistores de saída Q13 e Q16 versus a corrente de carga.



(6)

Métodos de utilização da capacidade de drenagem de corrente do $VCE_{(sat)}$ da série CA3140.



(7)

Três métodos de anulação da tensão de **offeset**.

se-emissor dos transistores Q1, Q2 e Q3. Tal diodo pode ser considerado como um diodo de amostragem de corrente, que sente a corrente de emissor de Q6 e ajusta automaticamente a corrente de base de Q6 (via Q1) para manter uma corrente constante por Q6, Q8 e D2. As correntes de base em Q2 e Q3 são determinadas pela corrente constante que circula por D1. Além disso, a corrente no diodo D2 determina a corrente nos transistores Q14 e Q15.

Considerações quanto ao circuito de saída

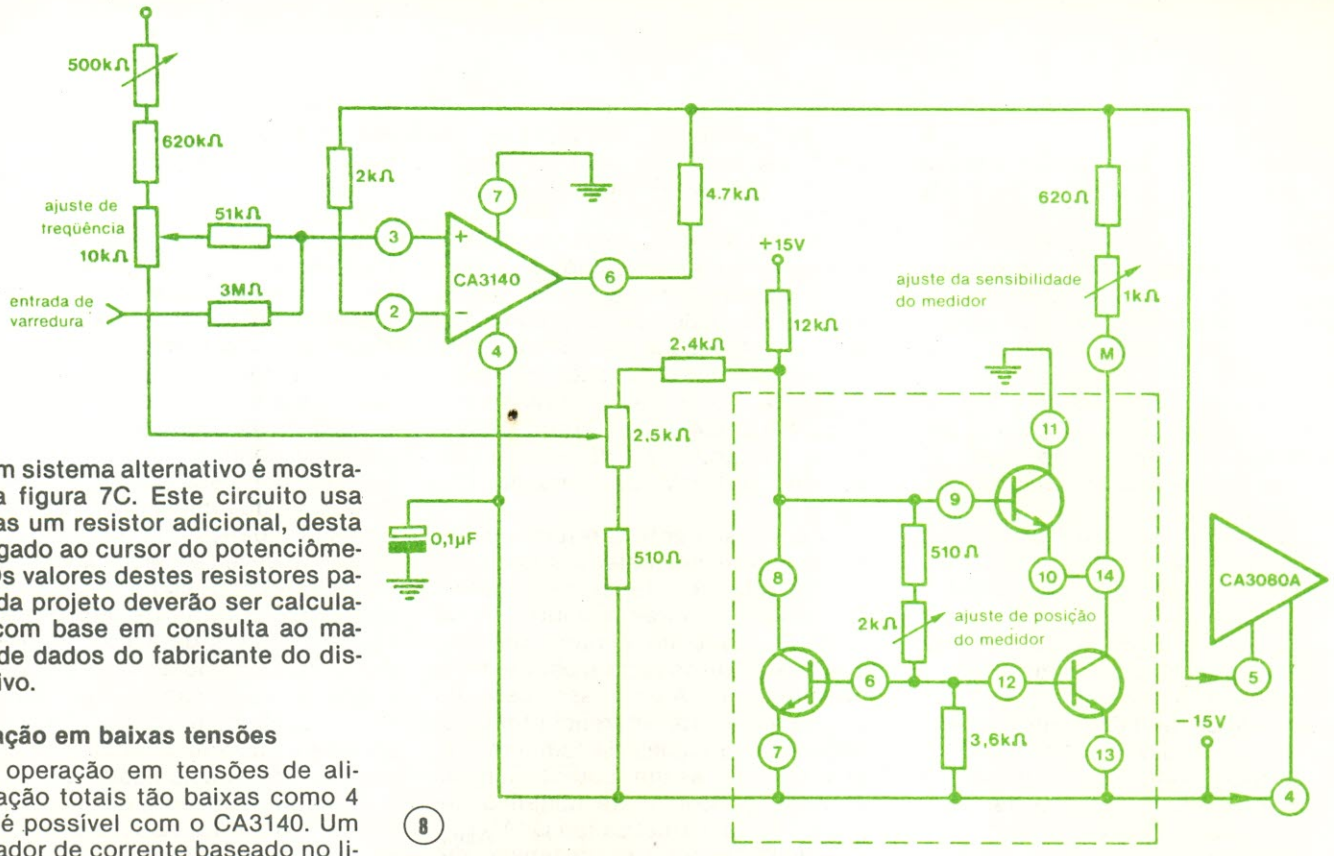
Uma excelente interligação com circuitos TTL é facilmente obtenível com um único diodo zener de 6,2 volts conectado ao terminal 8, como ilustra a figura 4. Esta conexão assegura que a máxima oscilação do sinal de saída não será mais positiva que a tensão zener menos duas quedas de tensão base-emissor dentro do CA3140. Estas tensões são independentes da alimentação de operação.

A figura 5 mostra a corrente drenada na saída do CA3140 em várias tensões de alimentação. A oscilação da tensão de saída para o terminal negativo permite que este dispositivo opere diretamente tanto com transistores de potência como com tiristores, sem a necessidade do circuito para deslocamento de nível, usualmente associado com a série 741.

A figura 6 mostra algumas configurações típicas. Note que um resistor série, R_L, é usado em ambos os casos para limitar o comando possível sobre o dispositivo comandado. Mais ainda, é recomendado que um diodo série e um diodo **shunt** sejam usados na entrada do tiristor para evitar grandes transientes negativos que poderiam aparecer na porta daquele, pela danificação do circuito integrado.

Anulação da tensão de offset

A tensão **offset** de entrada pode ser anulada pela conexão de um potenciômetro de 10 k ohms entre os terminais 1 e 5, e de seu cursor ao terminal 4, como na figura 7A. Esta técnica, entretanto, proporciona uma faixa de ajuste maior que a necessária portanto, uma considerável porção da rotação do potenciômetro não é totalmente utilizada. Existem, porém, valores típicos dos resistores série que podem ser colocados em cada terminal do potenciômetro (figura 7B) para otimizar esta faixa de utilização.



8

Comando de medidor e amplificador **buffer**.

Um sistema alternativo é mostrado na figura 7C. Este circuito usa apenas um resistor adicional, desta vez ligado ao cursor do potenciômetro. Os valores destes resistores para cada projeto deverão ser calculados com base em consulta ao manual de dados do fabricante do dispositivo.

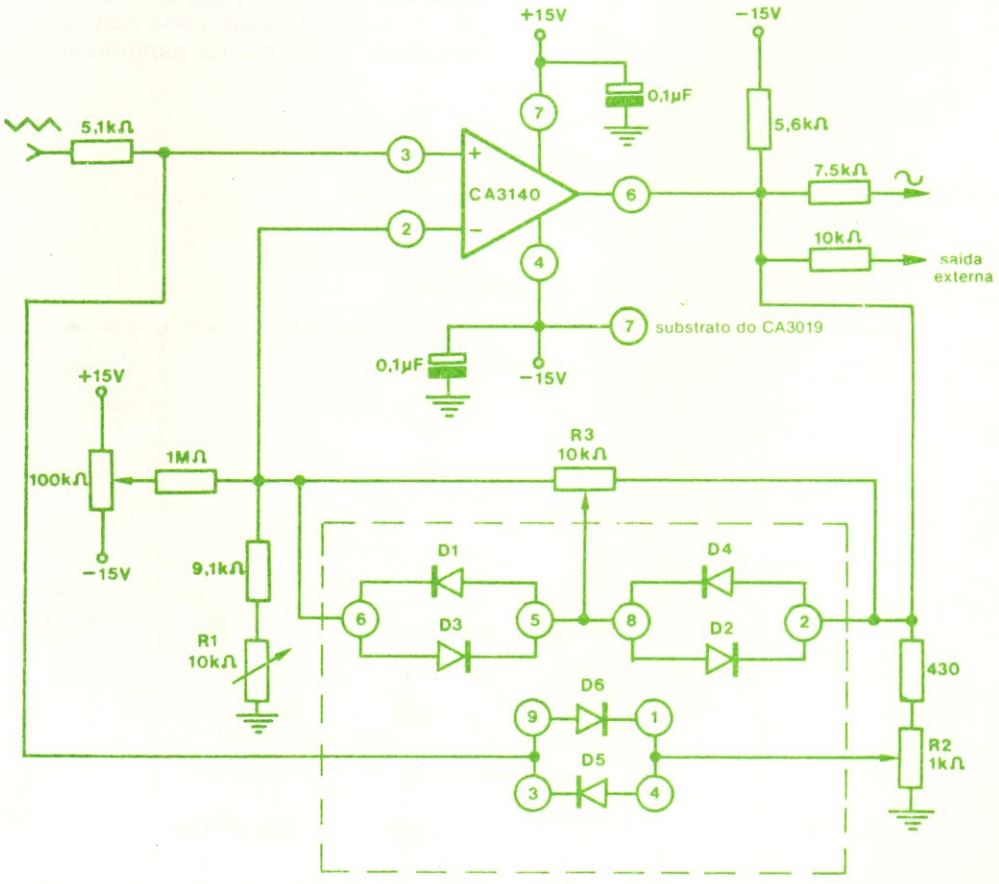
Operação em baixas tensões

A operação em tensões de alimentação totais tão baixas como 4 volts é possível com o CA3140. Um regulador de corrente baseado no limite de tensão PMOS mantém razoavelmente constante a corrente de operação e, portanto, um desempenho compativelmente baixo a estas tensões reduzidas. A limitação de baixa tensão ocorre quando o extremo superior da faixa de tensão de modo comum da entrada se estende abaixo da tensão no terminal 4. Este limite é alcançado à uma tensão de alimentação total menor que 4 volts. A faixa de tensão da saída também começa a se estender abaixo do nível de alimentação negativo, mas é ligeiramente maior que aquele da entrada. Com alimentação dupla de 2 volts, o extremo menor da tensão de modo comum da entrada estará abaixo do potencial de terra.

Considerações quanto às aplicações

A larga faixa dinâmica de entrada, as características de saída e mais a alta impedância de entrada, foram conseguidas no CA3140 por um projeto único baseado no processo PMOS-Bipolar. A faixa de tensão da entrada de modo comum e a oscilação da saída são complementares, permitindo a operação com uma única alimentação abaixo de quatro volts.

A extensão da faixa dinâmica destes parâmetros significa também que este dispositivo é adequado para muitas aplicações com uma única fonte, tal como, por exemplo, onde uma entrada é comandada abaixo do potencial do terminal 4 e o sentido da fase do sinal de saída deve ser mantido — uma consideração



9

Formador de onda senoidal

muito importante nas aplicações como comparador.

Dentre suas aplicações práticas podemos enumerar algumas, como em amplificadores referidos à terra com alimentação única para instrumentação portátil e de automóveis; amplificadores de amostra e retenção; multivibradores/temporizadores de longa duração; intrumentação de fotocorrente; detetores de pico; filtros ativos; comparadores; **interfaces** em sistemas TTL de 5 V e outros sistemas de alimentação baixa; todas as aplicações comuns de amp op; gerador de funções; controladores de tom; fontes de alimentação; sistemas de alarme.

No artigo sobre BiFETs da revista 8, já consideramos algumas aplicações do amp op CA3140; agora, porém, apresentaremos mais alguns circuitos práticos.

Comando de medidor e amplificador buffer — A figura 8 mostra o CA3140 conectado como um comando de medidor e amplificador **buffer**. Uma baixa impedância de comando é requerida da fonte de corrente CA3080A para assegurar uma operação regular do controle de ajuste de freqüência. Esta necessidade de uma baixa impedância de comando é facilmente suprida pelo uso do CA3140 ligado como seguidor de tensão. Mais ainda, um medidor pode ser colocado na entrada do CA3080A para dar uma indicação analógica logarítmica da freqüência do gerador de funções.

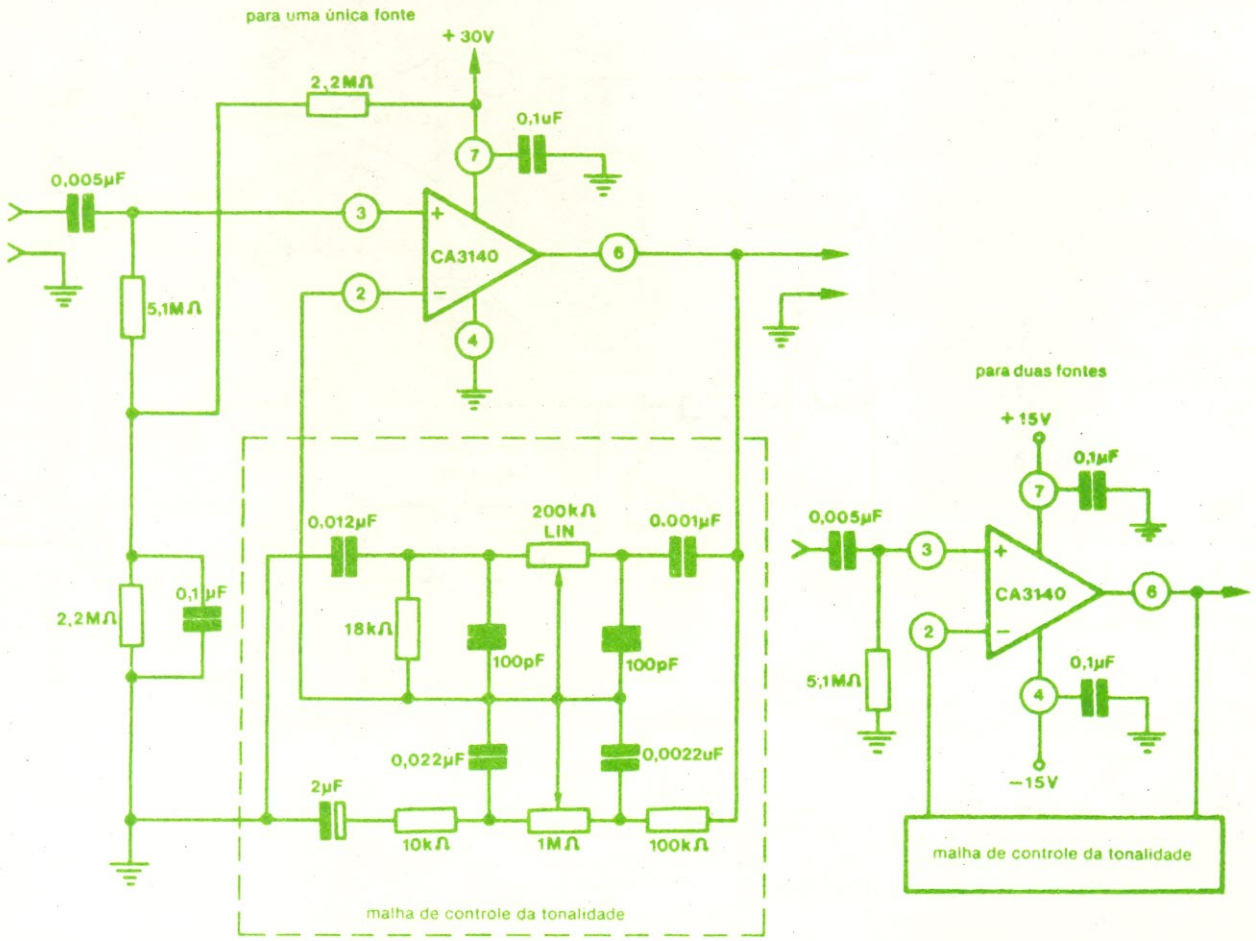
A leitura analógica da freqüência é prontamente conseguida pelo método descrito, porque a corrente de saída do CA3080A varia aproximadamente uma década para cada 60 mV de variação na tensão aplicada, V_{ABC} (tensão entre os terminais 4 e 5 do CA3080A do gerador de funções). Portanto, seis décadas representam 360 mV de variação em V_{ABC}.

Agora, somente a referência de tensão deve ser estabelecida para ajustar o limite inferior no medidor. Os três transistores restantes do CI CA3086 usado no gerador de funções são utilizados para esta tensão de referência. Além disso, este arranjo gerador de referência tende a seguir as variações da temperatura ambiente, e assim compensar os efeitos do coeficiente negativo de temperatura normal da tensão V_{ABC} do CA3080A. Uma outra tensão de saída do gerador de referência é usada para assegurar o seguimento do terminal inferior do potenciômetro de ajuste da freqüência. Uma grande resistência em série simula uma fonte de corrente, garantindo coeficientes de temperatura similares em ambos os terminais do controle de ajuste da freqüência.

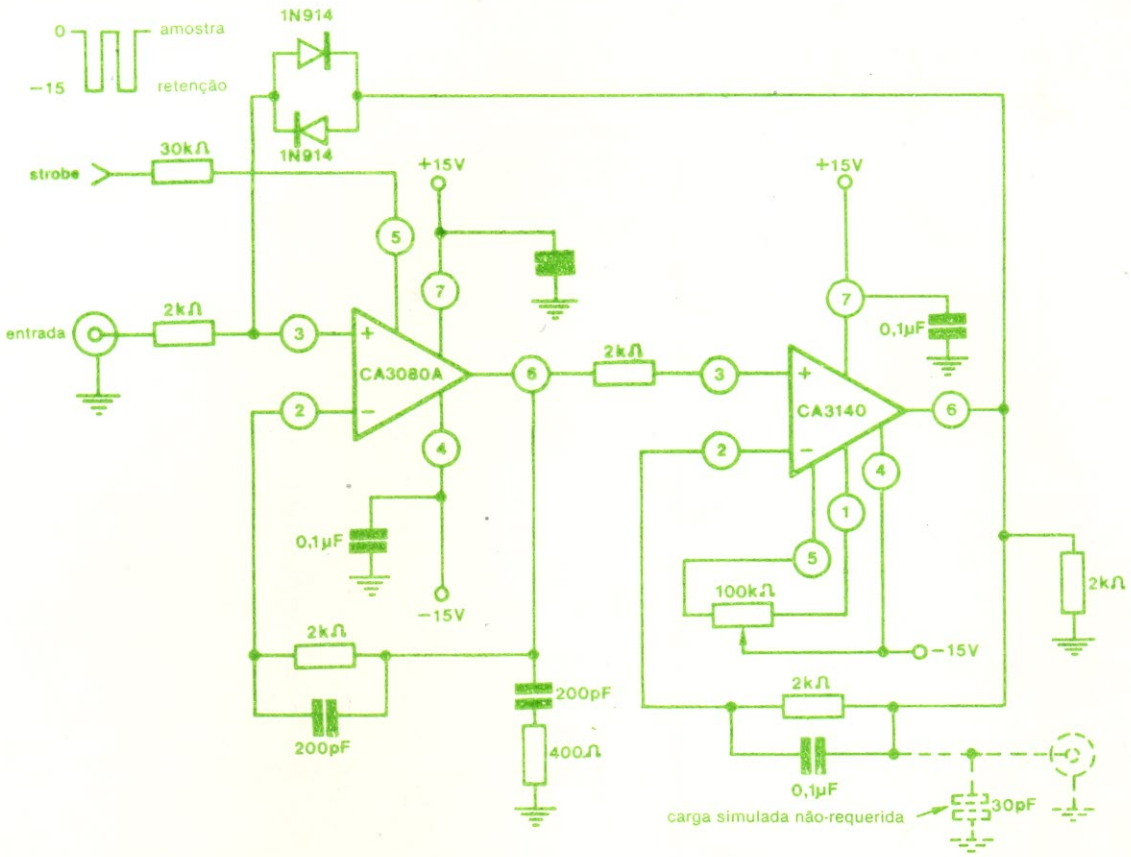
Para calibrar este circuito, coloque o potenciômetro de ajuste da freqüência em seu limite inferior. Então, ajuste o controle de calibração da freqüência mínima para a menor freqüência. Para estabelecer o limite superior de freqüência, coloque o potenciômetro de ajuste de freqüência em seu máximo e então ajuste o controle de calibração da freqüência para a maior freqüência. Devido a esta interação entre os controles, a repetição do procedimento de ajuste deve ser necessária.

Dois ajustes são usados para o medidor. O controle de sensibilidade ajusta a largura da escala do medidor para cada década, enquanto o controle de posição ajusta o ponteiro na escala com efeito desprezível no ajuste de sensibilidade. Assim, o controle de sensibilidade do medidor calibra o mesmo de modo que ele deflexione 1,6 da escala total para cada década de variação na freqüência.

Formador de onda senoidal — O circuito mostrado na figura 9 usa um CA3140 como seguidor de tensão



Circuito de controle de tom usando CA3140.



(11)

Circuito de amostra e retenção.

em combinação com diodos do CI CA3019 para converter o sinal triangular de um gerador de funções em um sinal de onda senoidal que tenha uma distorção harmônica total menor que 2%. A inclinação básica no cruzamento do zero é estabelecida pelo potenciômetro de 10 k ohms conectado entre os terminais 2 e 6 do CA3140 e o resistor de 9,1 k ohms, e o potenciômetro de 10 k ohms do terminal 2 à terra. Dois pontos de ruptura são estabelecidos pelos diodos D1 a D4. A realimentação positiva via D5 e D6 determina a inclinação do zero e os níveis máximos e mínimo da onda senoidal. Esta técnica é necessária porque a configuração seguidor de emissor aproxima-se do ganho unitário ao invés do ganho zero requerido para formar a onda senoidal nos dois extremos.

Este circuito pode ser ajustado muito facilmente com um analisador de distorção, mas uma boa primeira aproximação pode ser feita pela comparação do sinal de saída com o de um gerador de onda senoidal. A inclinação inicial é ajustada com o pontenciômetro R1, seguido de um ajuste de R2. A inclinação final é estabelecida pelo ajuste de R3, somando, portanto, segmentos adicionais de contribuição dos diodos. Devido a uma certa interação entre estes controles, a repetição do procedimento de ajuste poderá ser necessária.

Circuitos de controle de tom — Alto **slew-rate**, ampla largura de banda, alta capacidade de tensão na saída e alta impedância de entrada, todas estas são características requeridas pelos amplificadores controladores de tom. Um dos possíveis circuitos controladores de tom que explora tais características do CA3140 é apresentado na figura 10.

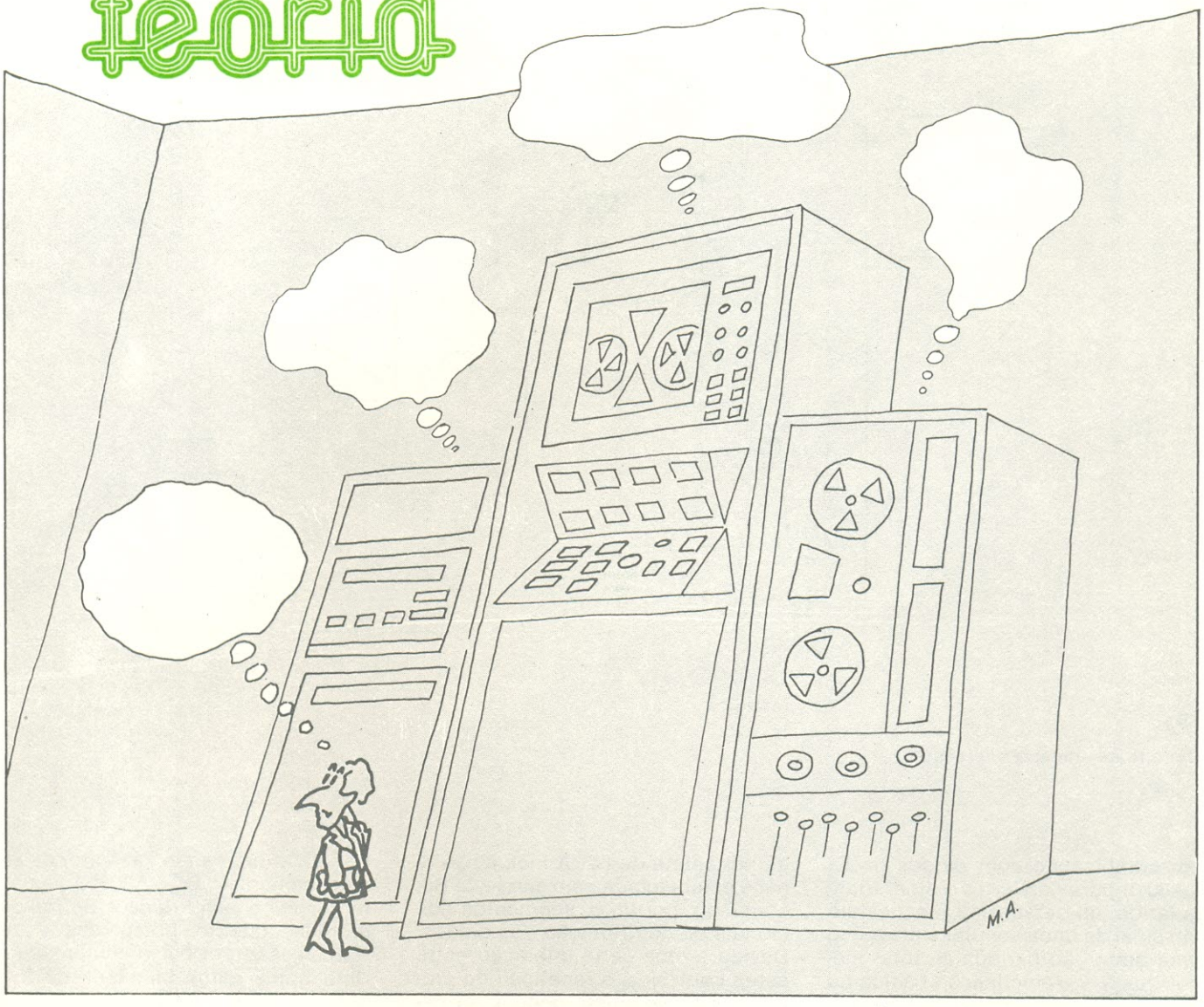
Este circuito apresenta especificações de corte nos agudos e graves ± 15 dB em 10 kHz e 100 Hz, respectivamente. Para o corte de 20 dB, a carga de entrada deste circuito é essencialmente igual ao valor de resistência do terminal 3 à terra.

Sistema de amostra e retenção — A figura 11 mostra um sistema bastante simples de amostra e retenção, utilizando o CA3140 como amplificador de leitura para o capacitor de armazenamento. O CA3080A serve tanto como amplificador **buffer** de entrada, quanto como chave de transmissão por baixa alimentação. Uma típica carga simulada de 2 k ohms e 30 pF é mostrada no esquema.

Neste circuito, a capacitância de compensação de armazenamento (C1) é de apenas 200 pF. Valores maiores de capacitância proporcionarão períodos de retenção mais longos, mas com menor **slew rate.** O **slew rate**, aqui, é de 2,5 V/us.

A queda do pulso durante o intervalo de retenção é de 170 pA/200 pF, que é igual a 0,85 µV/µs. Neste caso, 170 pA representa a corrente de fuga típica do CA3080A. Se C1 for aumentado para 2000 pF, o ritmo de "queda da retenção deverá diminuir para . . . 0,085 µV/µs, mas o **slew rate** deverá cair para 0,25 V/µs. A malha de diodos paralela conectada entre o terminal 3 do CA3080A e o terminal 6 do CA3140 evita que sinais maiores sejam alimentados através dos terminais de entrada do CA3080A para o capacitor de armazenamento de 200 pF.

teoria



Memória humana e memória eletrônica

Alberto Magrone

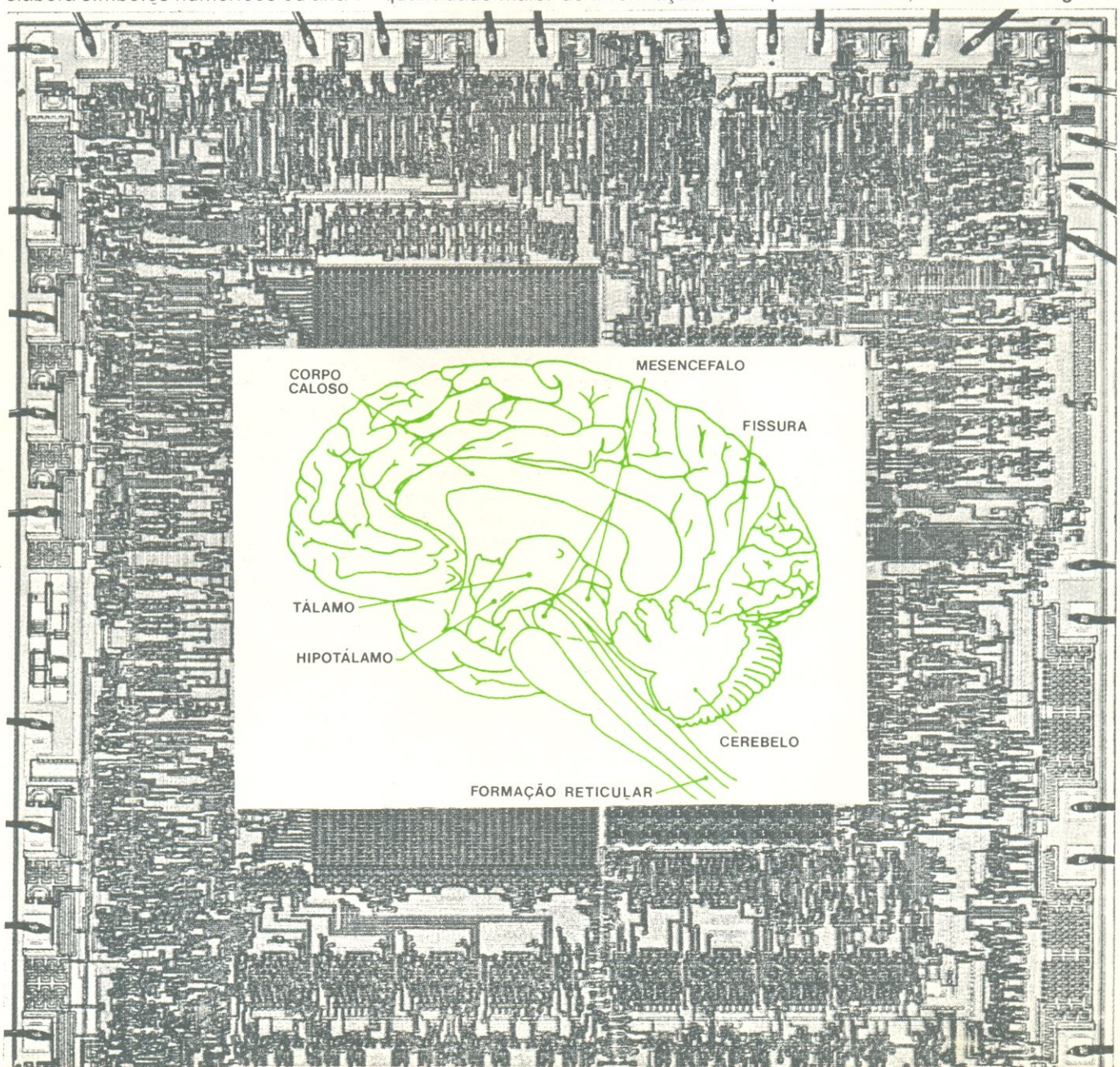
O estudo e análise da memorização vem assumindo um papel de grande importância no fascinante campo da eletrônica das calculadoras. Como parte fundamental do projeto prático e teórico de uma calculadora moderna, a ''memória'' nasce como resultado da eletrônica mais sofisticada, em busca de soluções para os mais diversos problemas. Porém, o próprio termo ''memória'' nos conduz quase que imediatamente ao cérebro humano, fonte misteriosa de sofisticados e ainda inexplicáveis processos mentais. Neste artigo, um pequeno estudo comparativo entre os processos de memorização do cérebro humano e dos computadores eletrônicos.

Sempre que se fala da memória de um computador, faz-se necessário um detalhamento menos óbvio do que se imagina, ou seja, é preciso dizer que a memória de um computador é completamente diferente da memória humana. Assim, o confronto entre essas duas realidades — a memória humana e a memória do computador —, tema preferido de inúmeros especuladores, deve ser tratado num âmbito mais específico.

O computador, assim como a memória humana, é um depósito de informações, um "armazém", e sua principal função é receber e conservar uma certa quantidade de informação, tornando-a disponível em sua totalidade ou em partes, sempre que houver necessidade. Este sistema de memorização é essencial para os cálculos numéricos, quando se elabora símbolos numéricos ou alfabéticos codificados como um conjunto finito de sistemas físicos biestáveis (será biestável qualquer dispositivo de dois estados, como por exemplo um interruptor que pode estar aberto ou fechado). Já as memórias das calculadoras analógicas funcionam de maneira diferente e, como o próprio termo indica, estas calculadoras resolvem alguns tipos específicos de problemas simulando modelos nos quais os números são representados por valores assumidos por determinadas grandezas variáveis com continuidade.

As calculadoras numéricas funcionam com dois tipos de memória: uma memória **central**, de funcionamento mais rápido, que é parte integrante da unidade central; e uma (ou mais) memória **periférica**, que funciona mais lentamente que a central, ainda que possa armazenar uma quantidade maior de informação.

A memória central é composta de um conjunto de células elementares, cada uma delas podendo conter uma unidade de informação — um bit. O procedimento é o mesmo dos circuitos lógicos, ou seja, verifica-se uma escolha entre duas únicas possibilidades, 0 e 1, sem atribuir a estes símbolos seus habituais valores numéricos. Ao invés, estes dois números significam principalmente duas situações diversas, sendo que uma delas sempre excluirá a outra. Esta dualidade encontra-se também no comportamento humano, guiado pela razão, que tira suas conclusões a partir de uma série de comparações, decisões e deduções indicadas pela experiência, numa sucessão de escolhas binárias. Tal comportamento pode ser reproduzido artificialmente através de circuitos eletrônicos que são chamados, por esta razão, de **circuitos lógicos.**



Os circuitos lógicos são assim circuitos de comutação, munidos de um ou mais terminais de entrada e um ou mais terminais de saída.

As operações de leitura e escrita estão na base dos comportamentos estático e dinâmico da memória de um computador. A memória estática não faz uso de dispositivos em movimento, e por isso as operações referidas acima podem ser efetuadas apenas eletronicamente. A memória dinâmica, ao invés, exige o movimento de determinados dispositivos para seu funcionamento. E neste caso o que se move é o suporte material das informações, constituído de fitas, discos, tambores ou fichas recobertas de um estrato de material magnético de ciclo de histerese retangular. A leitura ou escrita de informações é do tipo analógico, ou seja, é constituída por um sinal variável com continuidade, e na memória dinâmica é do tipo binário, ou seja, constitui-se pela presença de um entre dois estados possíveis de magnetização, identificados convencionalmente com os dois algarismos binários zero e um.

Velocidade e capacidade de operação são as condições para uma boa memória. Estes dois atributos — que naturalmente variam de elaborador para elaborador — caracterizam o computador, conferindo-lhe uma individualidade especifica.

A velocidade de operação depende do suporte físico da célula elementar, e talvez do tempo de comutação (tempo necessário para passar de um estado a outro, em geral inferior a 10^{-9} segundo) e também do sistema de seleção através do qual se chega à célula vizinha (tempo de acesso: tempo necessário para a extração da informação, que nas memórias estáticas é inferior a 10^{-9} segundo).

A capacidade de memória, ao invés, mede o número de informações elementares que esta memória pode armazenar. Além do número de bits, pode-se referir também ao número de caractéres ou ao número de palavras.

Já há algum tempo a ciência da eletrônica aperfeiçoou sistemas de memorização de largo emprego. Vamos aqui examinar brevemente os tipos e técnicas mais difundidos, que podem ser resumidos como se segue: 1) memórias de núcleo de ferrite; 2) memórias peliculares (ou de estrato magnético sutil); 3) memórias de semicondutores; 4) memórias criogênicas (ou de supercondutores).

Na classe das memórias dinâmicas são os seguintes os principais tipos: 1) memórias de tambores magnéticos; 2) memórias de discos; 3) memórias de fita magnética.

Assim, são muitos os tipos de memória, e o calculador, ou melhor, o elaborador, é definido de acordo com sua memória e possibilidade operativa. E este imenso arquivo, capaz de armazenar dados, informações, resultados parciais e colaterais de elaborações previstas em seus programas, está sempre à nossa disposição.

E verdade que atualmente os computadores não são mais notícia. Mas é inevitável uma certa sensação de espanto ao se examinar a estrutura íntima matemática e eletrônica de um sistema, ou ao se pensar no potencial de cálculo e elaboração de dados dos computadores mais avançados. E estas máquinas fantásticas, filhas de nossos tempos mais modernos, provavelmente nos acompanharão pela nossa história futura, ainda que respeitando (será que para sempre?) os limites que fazem o homem pensar e o computador apenas calcular.

O Computador dos Computadores

Pelo menos dez bilhões de células. Por baixo. E cada uma dessas células com um grande número de conexões com outras células, que podem chegar até 60.000. É o cérebro humano, o computador dos computadores. As ordens de grandeza que encontramos nesse complexo microcosmos de nossa mente são simplesmente assustadoras, tanto quantitativa como qualitativamente.

O estudo do cérebro e seus inigualáveis mecanismos — os mais perfeitos e complexos da natureza — comporta sempre conhecimentos de quase todas as áreas da ciência, da medicina à física, da química à biologia, da psicologia à fisiologia. E todas essas disciplinas parecem ainda impotentes diante dos mistérios do cérebro, a sede da inteligência, do pensamento e da ideação, das muitíssimas emoções e atividades mentais que fazem do homem o que ele é: a mais alta forma de vida do planeta.

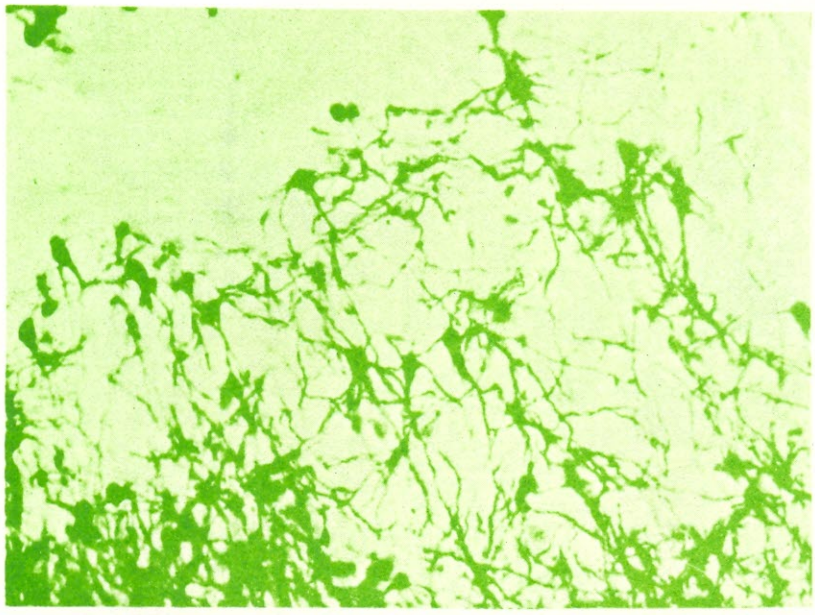
Entre a teia de complexidades que forma o cérebro humano, os estudiosos têm tentado jogar alguma luz sobre talvez o mais importante dos processos mentais: a memória, a faculdade da mente de conservar e evocar à consciência experiências e conhecimentos passados.

É impossível comparar, em termos científicos, a memória humana com a memória de um computador. O próprio termo memória é impropriamente empregado quando se aplica a computadores, e seria mais adequado referir-se à memória dos computadores como um "estoque funcional" (working storage, em inglês). A memória das calculadoras pode ser considerada como uma entidade física bem definida, com uma estrutura e localização precisas. No homem, de acordo com os últimos estudos científicos, a memória espalha-se por todas as células do corpo, pois todas têm a capacidade de se lembrar, até o próprio sangue. É verdade que os computadores são capazes de operações velocíssimas; os mais aperfeiçoados podem armazenar informações em número elevadíssimo, algo como mil bilhões de posições de memória (uma posição de memória é uma letra ou um número). Por isso, em termos quantitativos, a memória humana pode até perder no confronto com a máquina, o que absolutamente não acontece em termos de qualidade. Basta pensar que nenhum computador pode ser programado para sintetizar um pensamento propriamente humano.

As regiões do cérebro onde se localiza o "programa" de nossa memória continua em grande parte desconhecida — e talvez para sempre inacessível. A esfera psíquica e o mundo do subconsciente alimentam a memória — através do sistema nervoso — com dados que não poderiam ser fornecidos por nenhuma máquina calculadora. Não há dúvida que a memória encontra-se intimamente ligada a todos os outros tipos de atividade mental e intelectual, pois se de um lado é um fator de organização e sistematização dos dados retidos pelo substrato pensante, de outra parte fornece elaborações posteriores e experiências que irão realimentar o ciclo pensante.

Outra característica da memória humana é o fato de esta não poder ser considerada como uma memória simples. Atualmente a ciência já reconhece que não existe "uma" memória, pois os processos neurofisiológicos que formam sua base levam à existência de uma pluralidade de tipos de memórias, entre eles dois tipos fundamentais: a memória a curto prazo e a memória a longo prazo.

Sem recorrer a sofisticadas explicações científicas, pode-se dizer que os dois tipos de memória citados acima decorrem de dois meca-



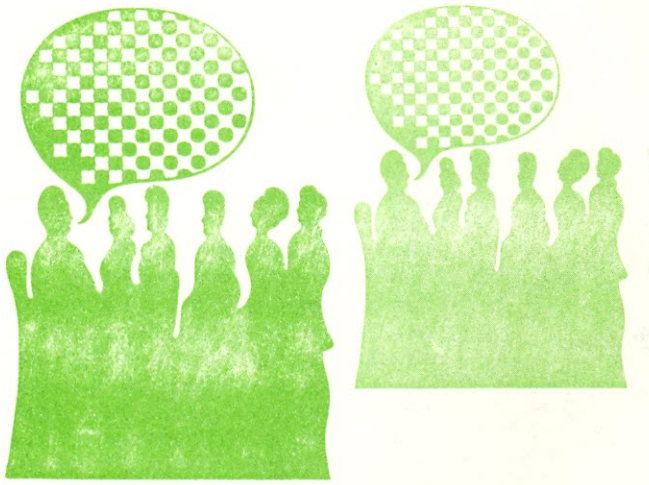
nismos neurofisiológicos distintos. A base da memória a curto prazo parece ser os fenômenos bioelétricos, ligados aos órgãos dos sentidos, as vias sensoriais e os centros nervosos superiores. Por outro lado, a memória a longo prazo é produzida pelas transformações bioquímicas do cérebro, transformações essas ligadas principalmente ao metabolismo dos ácidos nucleicos e proteínas. E essas duas grandes matrizes dos processos de memorização acompanham todas as situações mentais de nossa vida: a consciência de nós mesmos, o pensamento, a noção de tempo, desenvolvimento do intelecto. Assim, desde o primeiro vagido recém-nascido até o último extertor moribundo, o cérebro humano — esta inigualável calculadora de todos os dias — vive, memoriza, elabora. E principalmente pensa.

© Copyright Radio Elettronica

consertos calibração

A AMATRON conta com um sofisticado laboratório de manutenção e uma equipe de engenheiros altamente treinados na área de instrumentação.
Tudo isto destinado a recolocar seus osciloscópios, multímetros, frequencímetros, geradores, etc., em condições normais de operação e em acordo com as características de precisão especificadas pelo fabricante.
Entregue seu equipamento à AMATRON, uma empresa especialista em consertos e calibração.

amatron
ENGENHARIA ELETRO-ELETRÔNICA
Rua Eleutério, 155 - F: 616304 São Paulo-SP



CONVERSA COM O LEITOR

Tenho acompanhado todos os artigos dessa maravilhosa revista, a qual tem sido de grande valia para nós, técnicos ou principiantes.

Venho pedir alguns esclarecimentos sobre a leitura de capacitores a disco MIAL. Sou engenheiro eletricista, formado no início deste ano e ainda não estou exercendo a profissão. Daí, o senhor poderia pensar: 'que engenheiro é esse que não sabe interpretar a leitura de um capacitor?'.

O fato não é esse. O meu problema, assim como o de outros colegas técnicos, radioamadores experimentados e amigos universitários que não tem muita experiência, reside numa dúvida surgida durante a aquisição dos capacitores.

Recentemente, necessitei de capacitores de 560 pF e 33 pF e o vendedor me deu alguns com a inscrição 560 K e 33 K; daí, surgiu aquela discussão, pois para mim e meus colegas esses correspondem a 560 000 pF e 33 000 pF. Ele disse que não, que a leitura não é mais feita da maneira que estávamos acostumados. Como ele não aceita minha opinião, gostaria de tê-la de alguém que está em constante relacionamento com tal leitura (...)

Aproveitando a atenção que vocês tem dedicado a nós, leitores, gostaria que informassem sobre algum curso de instrumentação.

Antecipo meus sinceros agradecimentos e também em nome de meus colegas.

Antonio Ribeiro de Souza
Lorena — SP

Seu problema, Antonio, é o mesmo de vários técnicos e engenheiros, quando entram em contato com a parte prática da eletrônica: a interpretação de códigos e símbolos impressos nos componentes pelos fabricantes. Por isso, resolvemos responder à sua carta por meio desta seção, para que todos tenham o esclarecimento necessário nesse ponto.

Você não nos diz, na carta, o que significa para o vendedor a letra "K" após o valor do capacitor. De qualquer modo, essa letra realmente não expressa o valor do componente e sim sua tolerância. *Surpreso? Pois essa é uma simbologia relativamente nova e que já está bastante generalizada no Brasil.*

Nessa simbologia, a letra K *quer dizer 10% de tolerância sobre o valor impresso; a letra* J *expressa 5% de tolerância e o* M, *20%. Assim, 560 K, por exemplo, identifica um capacitor de 560 pF, com 10% de tolerância. Os capacitores da faixa dos picofarads tem apenas o valor impresso, enquanto que os da faixa dos nanofarads apresentam o valor seguido por um* n, *ou então são expressos em microfarads. Exemplo: um capacitor de 56 nF, 10%, poderia ser representado por 56 nK, ou então, por 056 µK.*

Quanto ao curso de instrumentação, sugerimos uma consulta às várias entidades de curso por correspondência existentes em São Paulo. Uma delas sem dúvida, poderá lhe oferecer o curso que deseja.

***

Sou leitor assíduo dessa revista e me interessei muito pelo artigo "Transceptor por Raios Luminosos", publicado na NE nº 27. Gostaria de saber o alcance do mesmo e se pode ser utilizado para transferir o som de um televisor a um fone de ouvido a uma distância de mais ou menos 4 metros. O brilho do televisor não iria interferir com o fototransistor receptor?

Também aguardo o lançamento de um kit de ignição eletrônica sem platinado, bem como o kit de controle remoto para aeromodelos, acionamento de portas, etc.

Carlos A. Gomes
Vila Velha — ES

O objetivo do "Transceptor" era o de familiarizar os principiantes com esse tipo de comunicação e, ao mesmo tempo, permitir que fizessem alguns testes com um circuito prático. Acreditamos que, para uma aplicação profissional ou semi-profissional como a que você sugere, haveria a necessidade de um circuito mais complexo e mais sensível, que compensasse as perdas devidas à luminosidade ambiente e tivesse um ganho elevado no receptor. Outra coisa: nesse aparelho, em particular, o LED emissor deve ficar apontado para o fototransistor receptor, o que é uma dificuldade, se considerarmos que o

fototransitor deveria ficar alojado num par de fones de ouvido, para maior comodidade.

Mas, conforme foi dito no artigo, nada impede que o transceptor seja submetido a testes de alcance e de aplicação. Você pode tentar, como foi sugerido, colimar o feixe de luz do LED; ou, ainda, aumentar a sensibilidade do receptor, adicionando mais um estágio de amplificação. Vá em frente, porque o circuito oferece muitas possibilidades.

Os kits de rádio-controle e ignição eletrônica já haviam sido prometidos nesta mesma seção. O primeiro já está aí; e pode aguardar, para breve, a ignição eletrônica.

***

Antes de mais nada, gostaria de congratular-me consigo e com sua equipe pelo alto nível técnico da Nova Eletrônica, na minha opinião a melhor publicação do gênero no Brasil.

Pediria, agora, sua colaboração para alguns esclarecimentos técnicos sobre os circuitos integrados LM339, LM387 e CA3140.

Folheando a NE n.º 24 encontrei, na Seção do Principiante, um circuito indicador de níveis com base no LM339 (comparador quádruplo). Gotaria de saber se aquele circuito básico, com pequenas modificações, poderia funcionar como um indicador de potência (VU) para meu amplificador. Uma das modificações que faria seria quanto à inclusão de mais dois CIs em série, no que diz respeito à tensão de referência, para ampliar para doze o número de LEDs, os quais possuiriam níveis de acendimento de -30, -27, -24, -3, 0 e +3 dB (...)

Quanto ao LM387, gostaria de montar o estágio equalizador do Stereo 100 (NE n.º 24) em que esse CI é utilizado. A única alteração que faria, em relação ao circuito publicado, seria quanto ao aumento da tensão de alimentação, para permtir ao estágio maior tolerância às sobrecargas. Pediria, então, que me informasse qual a sua tensão máxima de alimentação e o nível máximo de sinal na entrada do equalizador, para mínima distorção, correspondente a 80% daquela tensão máxima. Ainda sobre a alimentação, esta pode ser fornecida por uma fonte simétrica ou deve ser usada uma simples, como no circuito do Stereo 100? Com qual das duas os resultados são melhores?

Passo agora para o último CI a que me referi no começo da carta, o amplificador operacional Bifet CA3140.

De acordo com a introdução do artigo "Venha Conhecer os Bifet", publicado na NE n.º 8, chegou a hora do amplificador operacional 741 entregar a coroa. A causa disso é o aparecimento de novos amp. op. com TECs no estágio de entrada. É inegável, realmente, a superioridade do CA3140 sobre o 741 (comparados naquele artigo).

Porém, não posso deixar de reconhecer que desde que comecei a utilizá-lo, o 741 sempre me prestou grandes serviços. Sempre que precisava de um circuito amplificador ou adaptador de impedâncias e não possuía à mão nenhum circuito apropriado para o caso, usava um 741, com seus resistores externos calculados por mim, em função do ganho e da impedância de entrada requeridos por aquele circuito.

Apesar disso, daqui para a frente, sempre que precisar projetar um circuito simples com CI, pretendo utilizar o CA3140 em lugar do 741, devido às suas ótimas características, aliadas a um baixo custo (a propósito: o método para o cálculo dos resistores de realimentação e polarização para o Bifet é o mesmo utilizado para os amp. op. com transistores bipolares na entrada?).

Mas, enquanto que sobre o 741 tenho uma vasta bibliografia que, somada à sua constante utilização por mim, levaram a me familiarizar bastante com ele, sobre o CA3140 só sei o publicado naquele artigo. Em vista disso, venho pedir-lhes, na medida do possível, uma pequena antologia sobre esse CI. Nessa antologia poderiam ser indicadas as suas características técnicas, diagrama interno, tipos de encapsulamento, com seus respectivos diagramas de conexão, e algumas de suas aplicações típicas.

Obrigado pela atenção dispensada e por qualquer colaboração.

Cláudio Roberto Dias
Rio de Janeiro — RJ

Cláudio, você é um sujeito de sorte. Quando sua carta chegou, nós já estávamos praticamente terminando o primeiro artigo da nova série "Antologia", que aborda justamente o integrado CA 3140, suas características, circuito e aplicações. Ele foi incluído aqui mesmo, nesta revista; aproveite, agora, e faça seus projetos utilizando esse novo operacional Bifet.

Enquanto você planejava fazer um medidor de potência a partir daquele circuito do LM339, o pessoal do laboratório tinha uma idéia parecida, partindo do circuito do Stereo 100, da própria revista 24. Assim nasceu o "Power Meter", kit lançado no n.º 28 e concluído no n.º 29. Por isso, recomendamos a você que considere esse kit para a aplicação descrita. Ele tem as vantagens de empregar o LM 3900, com características superiores ao LM339, e de já estar pronto para ser usado.

Parece que você também andou tirando idéias do circuito do Stereo 100, não? Vamos lhe fornecer as principais características do LM387, para que você tenha todos os dados necessários para o projeto que tem em mente.

LM 387
(DIP de 8 pinos)

		min.	típico	máx.
Alimentação		9 V		30 V
Resistência de entrada (malha aberta)	entr. positiva		100 kΩ	
	entr. negativa		200 kΩ	
Ganho em malha aberta			104 dBV	
Resistência de saída (malha aberta)			150 kΩ	
Tensão de entrada	entr. positiva		250 mV_{RMS}	
Distorção harmônica total (f = 1 kHz)			0,1%	0,5%
Corrente quiescente de alimentação			10 mA	
Variação da tensão de saída (R_L = 10 kΩ)			($V_{al.}$ - 2) V_{pp}	

Quanto à alimentação, podemos dizer que o LM387 aceita fonte simétrica, mas que ese sistema, além de causar problemas, dá mais trabalho e custa mais caro. Por tudo isso, achamos melhor manter a fonte simples.

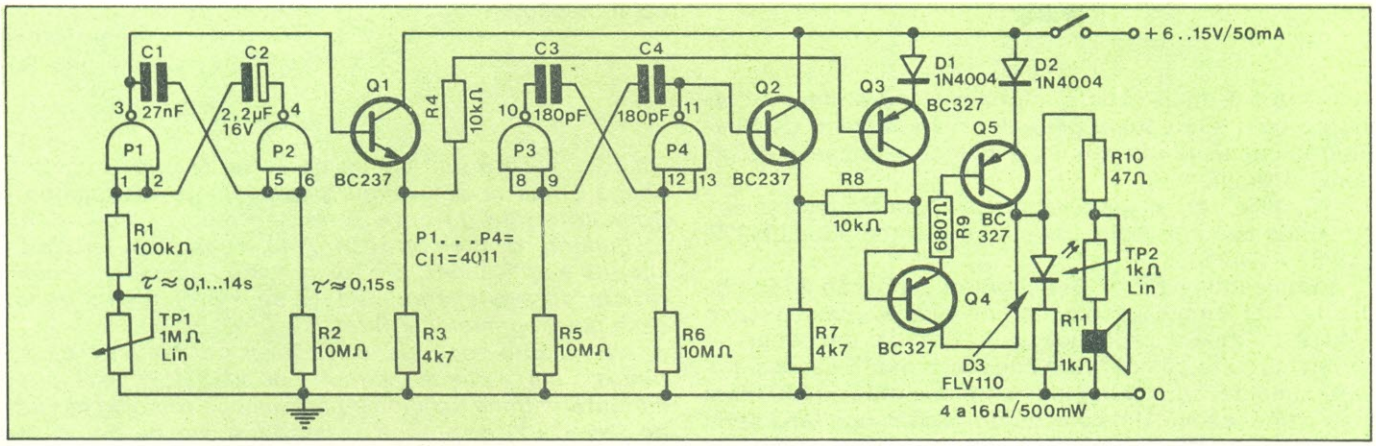
***

Antes de tudo, quero dizer que gosto muito da revista Nova Eletrônica e acho ótimas a Seção do Principiante, a seção PY/PX e úteis as muitas informações que a revista tem.

Fiquei muito contente com a publicação, na seção Conversa com o Leitor, de um projeto para fazer um metrônomo eletrônico, já que como o leitor Hélio Bacelar Viana, sou músico e há muito tempo tinha vontade de fazer um. Gostaria de saber se é possível que o metrônomo, além de gerar batidas, possa emitir pulsos luminosos e que modificações devem ser feitas.

Hugo Eduardo Tagliavini
Recife — PE

O metrônomo publicado no n.º 26, a pedido do Hélio, pode abrigar um LED em seu circuito, sem grandes modificações. Esse LED seria ativado em conjunto com o altofalante, adicionando uma indicação visual à audível. O metrônomo que você pede, Hugo, está representado logo abaixo; para a montagem, utilize a mesma placa impressa sugerida para o outro circuito, acrescentando apenas as pistas necessárias para acomodar o ramo do LED.



Unilab Digital.

Design-Olinda

Seus experimentos de eletrônica digital podem ser mais econômicos e confiáveis. O UNILAB DIGITAL substitui o laboratório convencional. Substitui fonte de alimentação, gerador de onda quadrada, gerador de impulso, multímetro e osciloscópio, além de oferecer soquetes especiais para montagem dos componentes eletrônicos. UNILAB DIGITAL.

Com um pequeno investimento você realiza aulas experimentais, desenvolve pequenos projetos, testa protótipos e componentes eletrônicos.

O UNILAB DIGITAL permite a utilização tanto de circuitos integrados quanto de componentes discretos.

O UNILAB DIGITAL vem com Manual de Operações e Certificado de Garantia.

Você esta envolvido com a eletrônica digital?

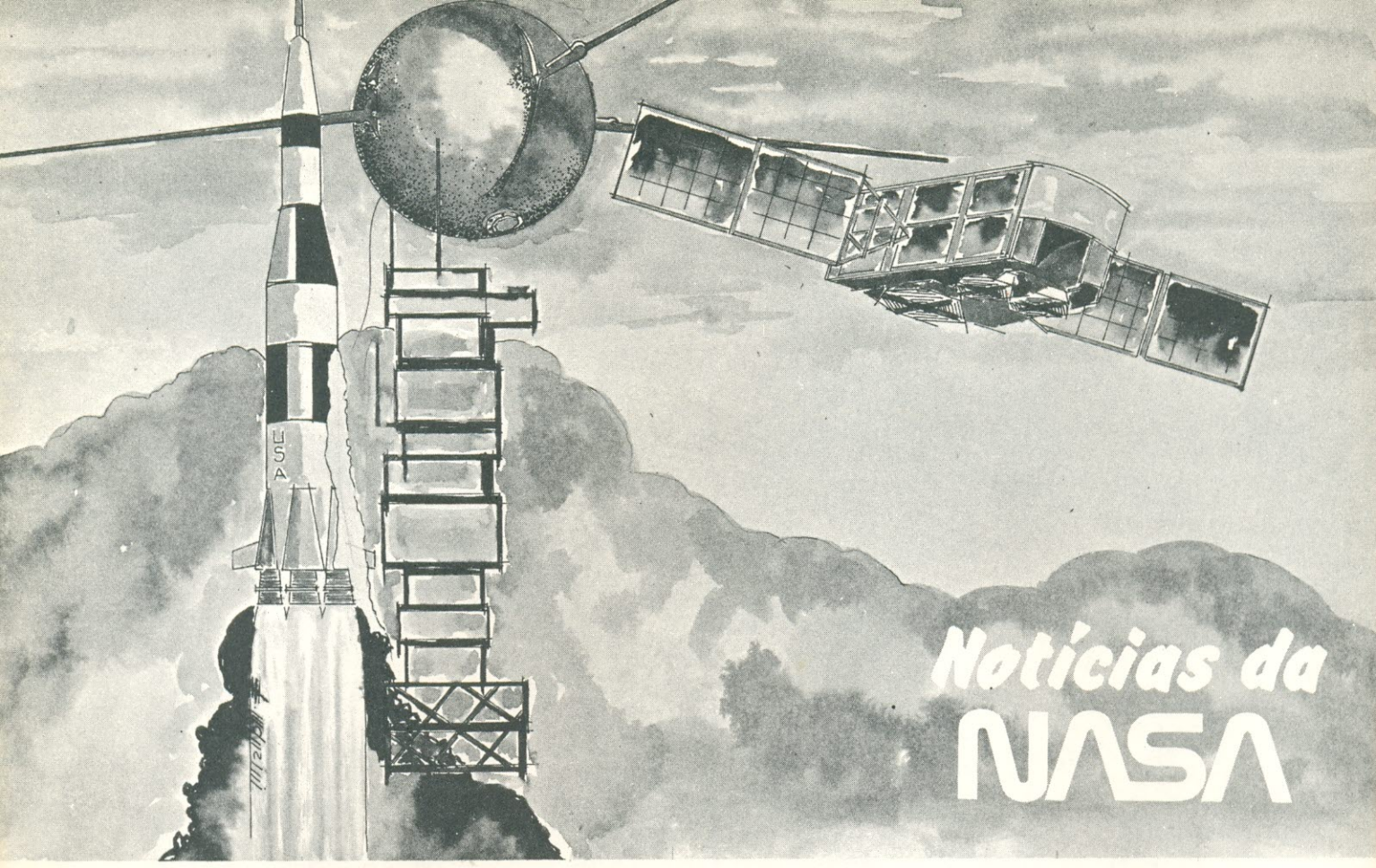
O UNILAB DIGITAL será o seu maior colaborador.

ORBITAL

Orbital Indústria Eletrônica Ltda.
Av. Cruz Cabugá, 525 Fone 2222799
Caixa Postal 1779 50.000 Recife, PE

O laboratório eletrônico compacto, completo, perfeito, econômico, preciso e portátil.

Ser nosso revendedor é um bom negócio. Escreva-nos.



NASA vai lançar satélite britânico

Do centro de Lançamento Wallops, da NASA, foi colocado em órbita, a 24 de maio, um satélite britânico denominado UK-6 ("UK" de United Kingdom, ou Reino Unido), tendo sido impulsionado para o espaço por um veículo de lançamento tipo Scout. O satélite passou a chamar-se Ariel 6, assim que entrou em órbita circular, a 625 km de altitude, numa inclinação de 55 graus. Sua previsão de vida operacional é de 2 anos.

O programa UK-6 está sendo conduzido simultaneamente pela NASA e pelo Conselho de Pesquisa Científica do Reino Unido. O laboratório Appleton, pertencente ao Conselho e localizado em Slough, na Inglaterra, é o responsável pela condução do programa e pelas operações posteriores ao lançamento.

O Ariel 6 está encarregado de conduzir estudos científicos no campo da astrofísica de alta energia, recolhendo informações que irão proporcionar uma melhor compreensão de fenômenos astrofísicos que envolvem grandes densidades de energia e seus produtos, tais como quasars, supernovas, pulsars e galáxias emissoras de sinais de rádio.

Os resultados desses estudos sobre o espectro de carga e energia da radiação cósmica, poderão esclarecer as origens e os processos da núcleosíntese, que ocorre em objetos estelares de energia elevada. Tais informações são de grande utilidade para os cientistas, já que os raios cósmicos constituem a única amostra de matéria disponível de fora do sistema solar.

O UK-6 leva em seu bojo três instrumentos científicos principais: um detector de raios cósmicos, para a Universidade de Bristol, e dois aparelhos de raios-X para astronomia, sendo um deles para a Universidade de Leicester e o outro, para a Universidade de Birmingham e também para a universidade do Laboratório de Ciência do Espaço Mullard.

Além disso, dois experimentos tecnológicos também estão sendo conduzidos pelo satélite para o Real Estabelecimento de Espaçonaves. Esses experimentos visam a observação de novos tipos de células solares e de certos dispositivos MOS no ambiente espacial.

O satélite foi projetado, construído e testado pela empresa Marconi Sistemas de Espaço e Defesa, para o Ministério da Defesa britânico.

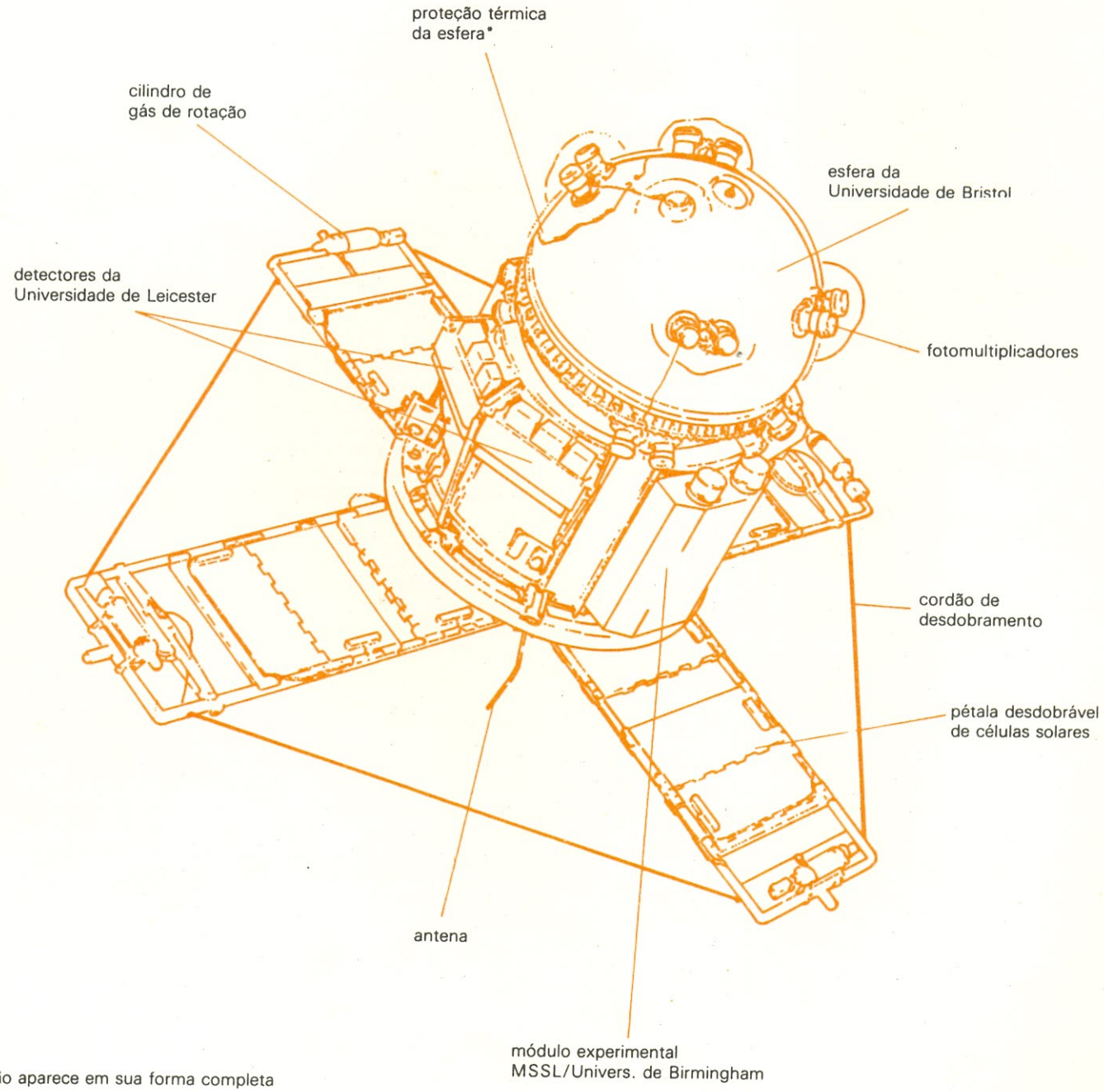
Descrição do satélite

A nave UK-6 é uma estrutura cilíndrica, similar à UK-4, lançada em 1971 (veja figura 1). Ela apresenta uma altura de 100 cm, com um diâmetro de aproximadamente 70 cm. Sua estrutura, feita em liga de alumínio, pesa 154 quilos, no total.

O detector esférico de raios cósmicos está localizado no topo do satélite, enquanto os instrumentos de raios-X ocupam as laterais de sua estrutura. O satélite tem, ainda, seis subsistemas principais: a estrutura propriamente dita, o controle de atitude*, os conjuntos de células solares, a fonte de alimentação, manipulação de dados e radiofreqüência para as funções de telemetria e comando.

A alimentação do satélite é fornecida por quatro sistemas de células solares, montados sobre pétalas desdobráveis, e que fornecem 80 watts a 13,6 volts. O ângulo de cada pétala, em relação à espaçonave, é de 90°, od que confere a ela uma envergadura total de 274 cm, com as pétalas abertas.

As comunicações terra/nave são efetuadas por intermédio de transmissores e receptores redundantes e antenas giratórias, estas montadas na base da estrutura. Os dados resultantes dos experimentos são enviados através de telemetria PCM (Pulse Code Modulation — modulação codificada em pulsos), a um ritmo de 2048 bits por segundo, em tempo real**. Os dados não manipulados em tempo real ficam armazenados em duas unidades de fita de quatro pistas, com capacidade de 200 minutos por pista. Tais dados são estocados a uma freqüência de 64 bps

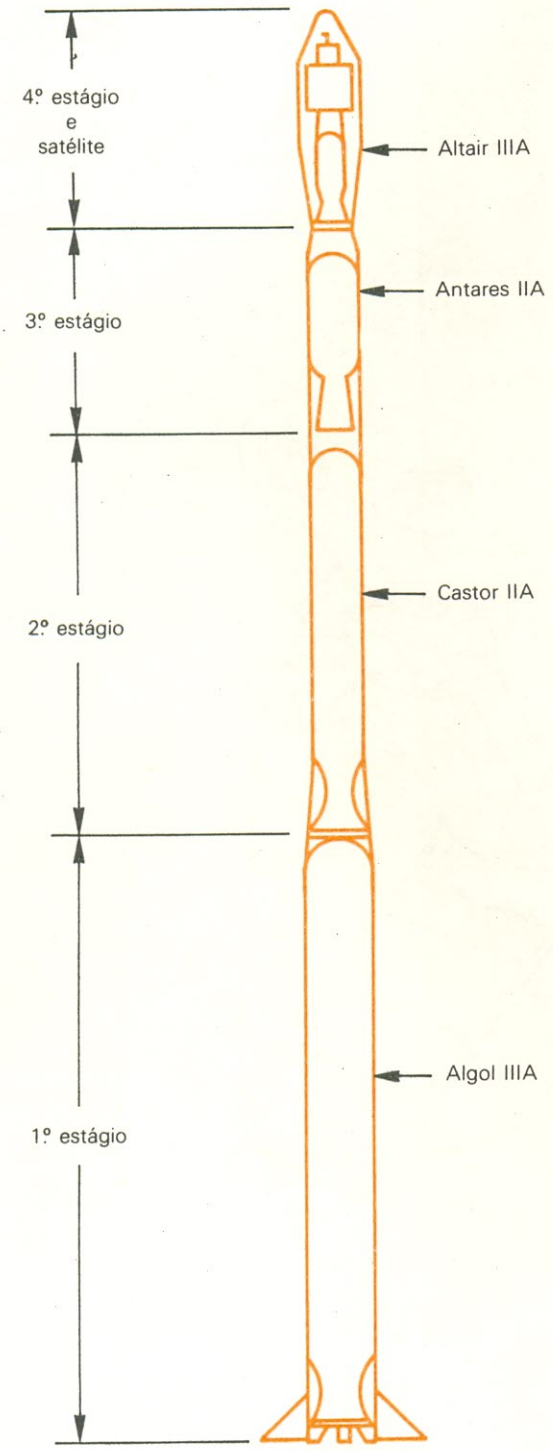


*não aparece em sua forma completa

(1)
Satélite UK-6 (configuração em órbita)

e transmitidos, depois, a 8192 bps, sob o comando de uma estação de terra.

A atitude do satélite é determinada por sensores próprios de aspecto e albedo*** solares, e é controlada por um sistema de torque magnético. O sistema de rotação da nave utiliza dispositivos de gás nitrogênio, guardado em recipientes na extremidade de cada pétala. O gás liberado por pétalas diametralmente opostas, sob comando de uma estação de terra, é suficiente para elevar a rotação do satélite de 15 para 45 voltas por minuto.



(2)
Veículo "Scout" de lançamento

Experimentos do UK-6

Os objetivos específicos de cada experimento realizado pelo Ariel 6 são os seguintes:

Experimento de raios cósmicos: Encarregado de medir o espectro de carga e energia dos componentes ultra-pesados da radiação cósmica, com ênfase especial sobre a área de pesos atômicos acima de 30.

Experimento de raios-X (Leicester) — Investigará as flutuações periódicas e aperiódicas nas emissões de uma grande quantidade de fontes de raios-X. O experimento vai atuar na faixa de energia de 1,2 a 50 quiloeletron-volts (keV).

Experimento de raios-X (MSSL/B) — Irá estudar fontes discretas e características da faixa de raios-X de baixa energia (de 0,1 a 2 keV). Juntamente com o experimento Leicester, também serão estudadas as variações a curto e longo prazo de fontes individuais de raios-X.

Experimento das células solares — Investigação do desempenho, em órbita, de novos modelos de células solares, montados num suporte flexível e leve.

Experimento de CMOS — Observação da suscetibilidade de dispositivos CMOS à radiação, no ambiente espacial.

O veículo de lançamento

O Scout-D é um foguete de quatro estágios, movido a combustível sólido (figura 2). Tem 23 m de altura e pesa 21 320 kg, na hora do lançamento. Ele é o menor dos veículos de lançamento da NASA, mas tem sido um dos mais ativos, desde que o primeiro subiu para o espaço, em 1º de julho de 1960.

Os quatro motores do Scout-D — denominados, da base para o topo, Algol III, Castor II, Antares IIA e Altair III — são interconectados por meio de seções de transição, contendo sistemas de instrumentação, ignição, controle e orientação, mecânica de separação e motores de rotação, estes últimos necessários à estabilização do quarto estágio.

A orientação do foguete é conseguida por piloto automático e seu controle é resultante da ação combinada de superfícies aerodinâmicas, caudas diretoras e jatos de peróxido de hidrogênio.

A série Scout de veículos de lançamento colocou em órbita, nos últimos 19 anos, uma grande variedade de satélites técnicos e científicos, 78 dos quais para a NASA e outras agências do governo americano e 21 para diversos países europeus, como Inglaterra, Itália, Alemanha, França e Holanda. O lançamento do UK-6 comemorou a 100ª missão da série Scout.

Perfil da missão

É o nome que se dá à seqüência de eventos de uma missão espacial, desde o lançamento do foguete até à situaçãc normal de operação da espaçonave. Quando você estiver lendo isto, Ariel 6 estará em órbita há pelo menos três meses. Entretanto, acreditamos que seria interessante seguir a trajetória do Scout, desde o momento do lançamento, até a injeção do satélite em órbita. Vamos começar com o Scout em terra, pronto para o lançamento; daí a pouco...

...ele começa a subir, orientado num azimute de 133 graus. O 1º estágio queima durante 80 segundos, aproximadamente, elevando o veículo a uma altitude de 38 km e uma distância de 38 km.

Após o 1º estágio ter-se esgotado, o veículo continua se deslocando, por inércia, por mais 6,63 segundos, quando então é disparado o 2º estágio, impulsionando o conjunto para uma altitude de 85 km e uma distância de 119 km. Esgotado também o 2º estágio, o foguete continua, por inércia, por mais 6,25 segundos.

Um pouco antes da ignição do 3º estágio e durante o período inercial, a blindagem térmica é ejetada, a uma altitude de

90 km. O 3º motor é acionado 131 segundos após o lançamento, a uma altitude de 94 km e uma distância de 138 km. Esse estágio se esgota após 34 segundos de impulsão, e o restante do veículo se deixará levar pela inércia por mais 460 segundos, a fim de obter altitude e atitude apropriadas para a injeção em órbita pelo 4º estágio.

Durante o período de inércia que o leva até a altitude de perigeu, um dispositivo de manobra colocará o veículo na inclinação adequada para inserção em órbita. Assim que a manobra é completada e um pouco antes da ignição do 4º estágio, o conjunto começa a girar a 132 rotações por minuto, de modo a reduzir falhas que poderiam influenciar os parâmetros orbitais, durante a inserção.

O motor do 4º estágio "queima" então, durante 34 segundos, aproximadamente, elevando a velocidae para 27 207km/h. Quando essa última impulsão termina, o 4º estágio e o satélite estão numa órbita circular de 625 km de altitude, com uma inclinação de 55 graus e um período orbital de 97 minutos.

O satélite separa-se então do 4º estágio, já inútil a esta altura, a fim de seguir em sua missão. Para assegurar os objetivos da missão, o satélite receberá comandos para se postar em diferentes orientações, permanecendo fixo em cada posição, enquanto os dados dos experimentos de raios-X são coletados. O experimento de raios cósmicos não requer orientação específica, exceto pela necessidade de se manter a temperatura do detector abaixo de um certo nível.

*atitude — posição de um foguete, ou satélite, ou míssil, em relação a um certo plano ou certas coordenadas, como o horizonte, por exemplo.
**tempo real — no caso, os dados são remetidos à Terra no mesmo instante em que são gerados ou obtidos.
***albedo — relação entre a luz refletida por um planeta ou um satélite e a luz que recebem do Sol.

De 17/9 a 30/10

Eletrônica industrial

CEC-23

Realização: Escola de Engenharia Mauá, em convênio com o Instituto de Engenharia.

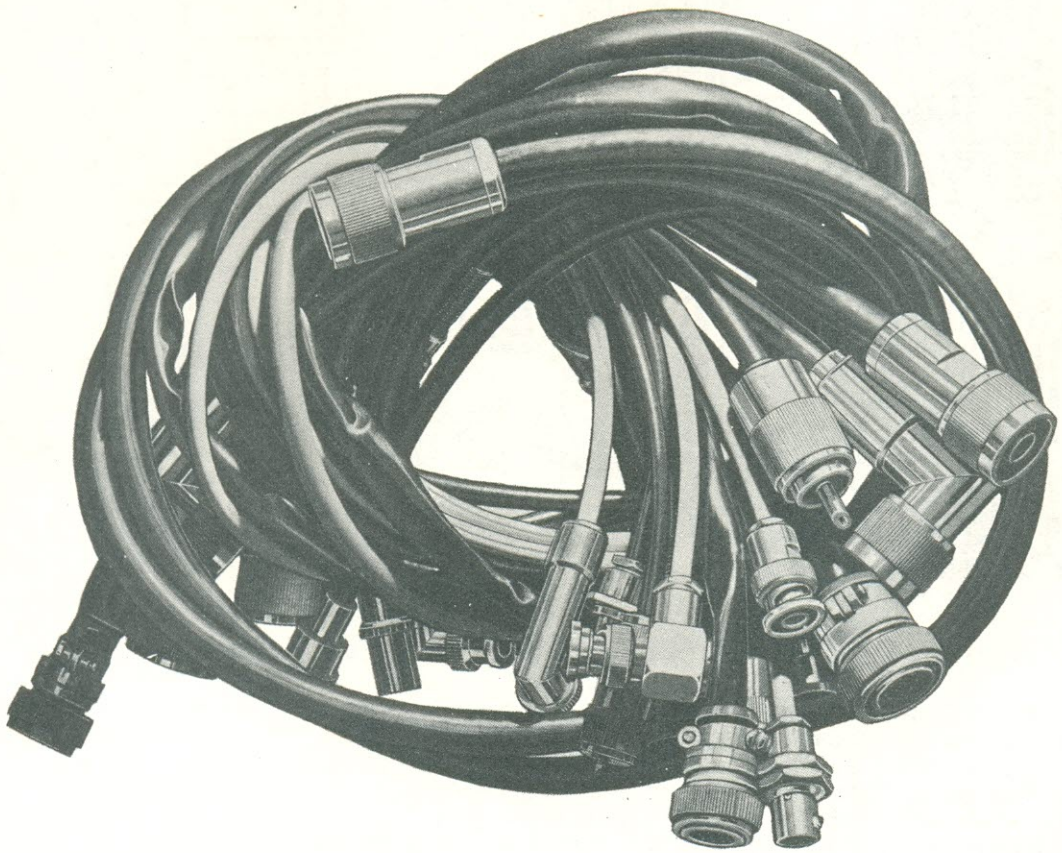
No Curso: Retificadores; Transistores; Funções e Blocos Lógicos; Álgebra Booleana; Controle de Motores CC; Amplificadores Classes A, B e C; Dispositivos de Comutação; Máquinas de Solda; Amplificadores Diferenciais; Flip-Flops Fundamentais; Circuitos Integrados; Circuitos Lógicos Combinatórios; Osciladores e Multivibradores; Contadores e Medidores Digitais.

Horário: Às 2ªs. 3ªs. e 5ªs. feiras, das 19:30 às 22:30 hs.

Inscrições: *Até 6 de setembro de 1979.*

Rua Frederico Alvarenga, 121 - Parque D. Pedro II.
Tels.: 239.3070, 239.0870 e 34.7069

ESCOLA DE ENGENHARIA MAUÁ



CONECTORES PROFISSIONAIS:

BNC, UHF, N, SMA, HF, AUDIO, JACKS, LC, MULTI-PINOS, ISOLADORES E PASSANTES.

ESTUDAMOS PLANOS DE NACIONALIZAÇÃO E DESENVOLVEMOS CONECTORES ESPECIAIS.

15 ANOS DE EXPERIÊNCIA

WHINNER

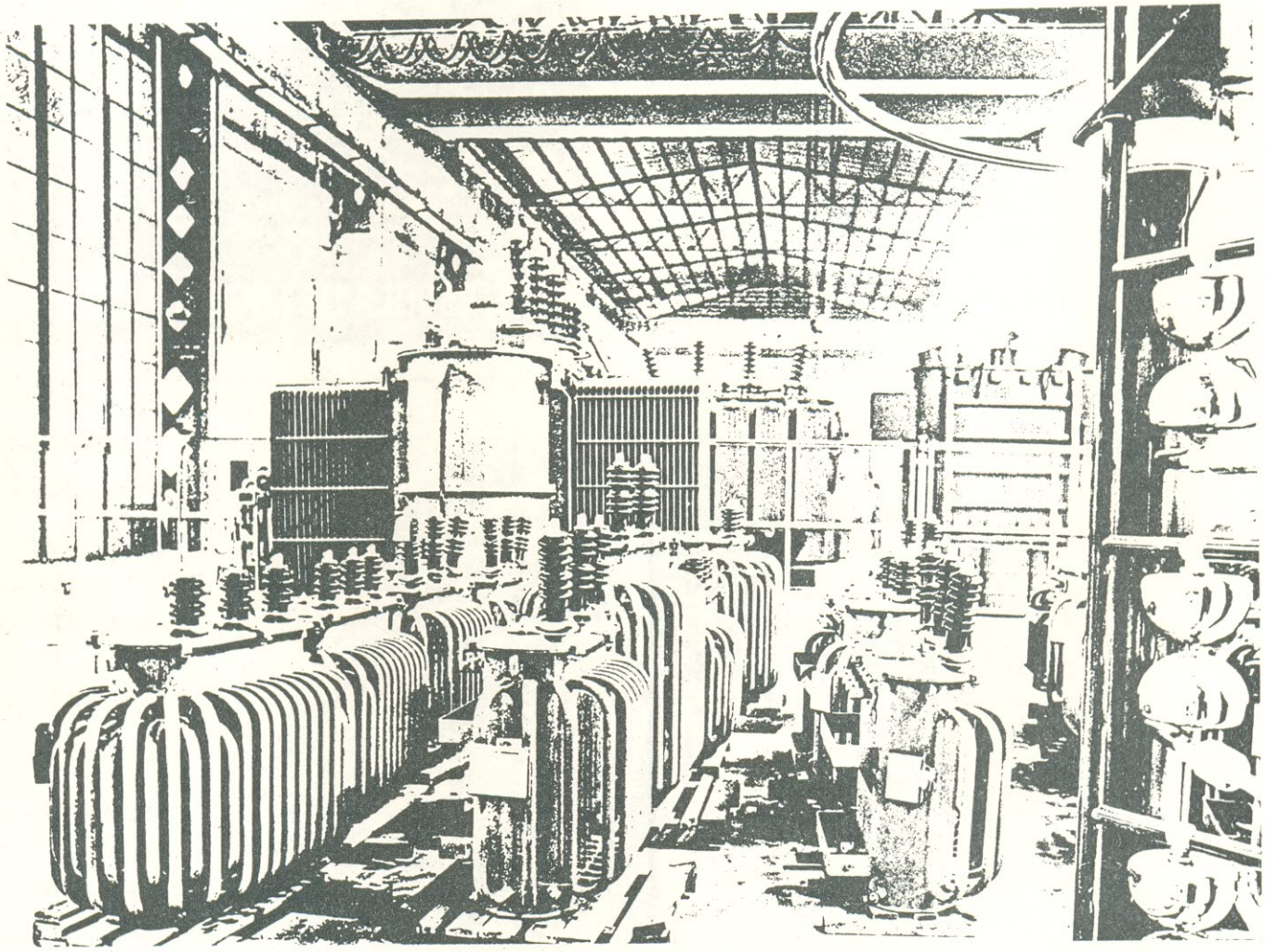
S.A. - INDÚSTRIA E COMÉRCIO

EXIJA EMBALAGEM PERSONALIZADA "WHINNER"

R. LOEFGREN, 1031 - FONES: 70-0640 - 70-0671 - 71-5847 - 71-5187 - 71-5994 - TELEGR.: "WHINNER" - S. PAULO
CAIXA POSTAL, 12.895 - CÓDIGO 01.30 - CEP 04040 C. G. C. 60 830 197/0001-18

CURSO RÁPIDO DE TRANSFORMADORES

6ª LIÇÃO



O transformador e a corrente alternada

O transformador é uma "máquina" de corrente alternada. Disso você sabe desde o início do curso. No entanto, certas particularidades do transformador em relação à corrente alternada ainda não foram apresentadas, por acharmos que não havia necessidade, isto é, que certas características e comportamentos do aparelho seriam perfeitamente entendidos, sem precisarmos tocar naquela parte. Agora, porém, chegou a hora de nos aprofundarmos um pouco mais, para podermos seguir em frente; vamos ver como o transformador responde, realmente, à corrente alternada.

Bem, como já havíamos visto, o transformador não passa, no fundo, de uma bobina ou um conjunto de bobinas. E, por isso, fica sujeito ao

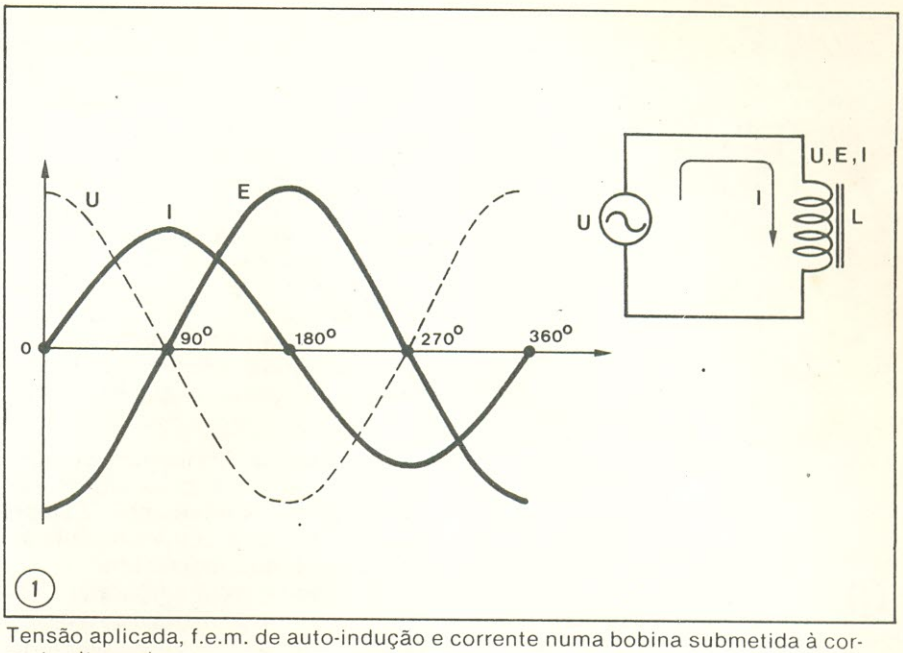
mesmo comportamento de uma bobina comum, quando é submetida a um sinal alternado. Você se lembra o que acontece nesse caso? Para refrescar a memória dos mais esquecidos e facilitar a explicação com o transformador, vamos fazer uma ligeira recordação.

Quando aplicamos um sinal de corrente contínua a uma bobina, ela se comporta como um fio comum, apresentando apenas uma certa resistência à passagem da corrente (a resistência do fio). Com a corrente alternada, a coisa muda: a bobina parece ser sempre "do contra", ou seja, quando tem corrente sobre ela não quer ficar sem e, quando está sem corrente, não a quer mais. Essa oposição constante à variação da corrente (que existe tanto quando a corrente cresce como quando ela decresce) é o que chamamos de **reatância indutiva** da bobina e tem o mesmo efeito de uma resistência (é até medida em ohms). Esse efeito é explicado, na Física, pela lei de Lenz.

A diferença entre resistência e reatância é que esta varia com a freqüência do sinal alternado. Como, na prática, não existe nenhum fio sem resistência e nenhuma bobina sem reatância, a bobina sempre vai apresentar as duas coisas, que juntas vão formar uma **impedância.** Uma impedância indutiva é sempre composta, então, por uma resistência, de valor fixo para cada bobina, e por uma reatância, que varia com a freqüência. A impedância, portanto, também vai variar com a freqüência do sinal.

Vejamos agora mais de perto a relação entre corrente e tensão numa bobina, o que nos ajudará a compreender melhor a oposição da bobina à variação da corrente. Observe a figura 1 e imagine que aquela bobina seja puramente indutiva, isto é, que a resistência do seu fio seja bem reduzida, podendo ser desprezada. O que acontece, quando aplicamos uma tensão alternada à bobina?

A corrente alternada resultante vai dar origem a um campo magnético variável em torno da bobina. As linhas de força desse campo, à medida que ele cresce e decresce, vão "cortar" as espiras da bobina, induzindo nela uma outra tensão alternada, chamada força eletromotriz (f.e.m.) de auto-indução ou força contra-eletromotriz (f.c.e.m.). Essa tensão depende do valor da indutância da bobina e também da **velocidade de variação** da corrente. Assim, quanto mais depressa variar a corrente, num certo momento, maior será o valor da f.e.m. de auto-indução; e, se a variação da corrente for nula, a f.e.m. será igual a zero (lembre-se: campo magnético constante não provoca indução).



Tensão aplicada, f.e.m. de auto-indução e corrente numa bobina submetida à corrente alternada.

Sendo assim, quando a corrente começa a aumentar rapidamente, a partir de zero, a f.c.e.m. está em seu valor máximo negativo. O valor é máximo devido à rápida variação da corrente nesse ponto; e é negativo porque está se opondo à variação da corrente, de acordo com a Lei de Lenz (veja o gráfico anexo à figura 1).

Mas, a velocidade de variação da corrente diminui, à medida que se aproxima do valor máximo e, por isso, a f.c.e.m. também vai diminuindo de valor; até chegar a zero, quando a corrente atinge o valor máximo (onde ela permanece constante por um instante).

Desse ponto, a corrente começa a decrescer, a princípio vagarosamente, e depois velozmente, quando passa pelo valor zero para inverter sua polaridade. Como aí a corrente passa por uma transição de positivo para negativo, a f.e.m. de auto-indução apresenta seu valor máximo positivo, sempre tentando evitar variações bruscas da corrente. E essa seqüência se repete, a cada semiciclo.

Concluímos, então, observando o gráfico resultante, que a f.e.m. de auto-indução está atrasada de 90°, em relação à corrente. É a mesma coisa que dizer que existe uma **defasagem** de 90° entre a f.e.m. e a corrente, estando esta última adiantada.

Até aqui, tudo bem. Só tem uma coisa: se a f.e.m. se opõe continuamente à variação da corrente, como é que ela consegue passar pela bobina? Aí é que entra em cena a tensão alternada inicial, aquela que foi aplicada à bobina, está lembrado? Pois essa tensão se opõe frontalmente à f.e.m. de auto-indução, o tempo todo, permitindo assim a passagem da corrente (veja o gráfico). Ela permanece defasada de 180° em relação à f.e.m. e de 90° em relação à corrente, só que adiantada, à frente dela.

Essas relações entre tensão aplicada, corrente e f.e.m. de auto-indução são mais facilmente vistas através de **diagramas vetoriais** ou **diagramas de vetores.** Vetores são simples setas que indicam defasagem entre grandezas elétricas (em nosso caso) e também a magnitude de cada uma dessas grandezas. Veja, por exemplo, na figura 2, um diagrama vetorial da situação que acabamos de descrever. O vetor "U" representa a tensão aplicada, enquanto o "E" representa a f.c.e.m. e o "I", a corrente.

Se imaginarmos, agora, esses vetores girando no sentido anti-horário, teremos uma perfeita descrição do que já vimos: a tensão "U" anda à frente dos outros dois vetores, e defasada de 90° da corrente;

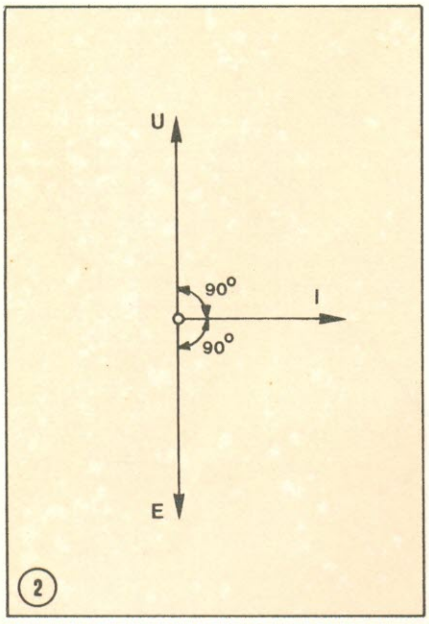


Diagrama vetorial da tensão aplicada, da f.e.m. de auto-indução e da corrente, numa bobina.

esta, por sua vez, tem uma defasagem (adiantada) de 90° em relação à f.c.e.m.; e a tensão "U" opõe-se diretamente à f.c.e.m. "E", por estar defasada de 180° em relação a ela.

A reatância indutiva

Como a reatância de uma bobina surge a partir do efeito da f.e.m. de auto-indução, que se opõe constantemente à variação da corrente, os mesmos fatores que determinam o valor da f.e.m. vão determinar o valor da reatância, isto é, a indutância da bobina e a velocidade de variação da corrente (em outras palavras, a freqüência da corrente alternada). Quanto maior for a indutância de uma bobina, maior será o campo magnético e a f.e.m. de auto-indução, para uma certa corrente; a reatância, então, será também de maior valor. Com o aumento da freqüência da tensão alternada aplicada à bobina, tanto maior será a velocidade de variação de corrente, o que levará a uma elevação da f.e.m. de auto-indução e, em conseqüência, da reatância indutiva.

A reatância indutiva pode ser calculada pela seguinte fórmula:

$$x_L = 2\pi fL$$

onde L é a indutância da bobina em henrys (H), f é a freqüência da tensão aplicada, em hertz (Hz), e x_L é a reatância, em ohms.

Daqui para o transformador...

O que nos resta fazer, neste ponto, é transportar tudo o que sabemos para o transformador. Vamos repetir aqui o princípio de operação do mesmo, com e sem carga, para chegar às mesmas conclusões da explicação simplificada, vista em uma das lições anteriores.

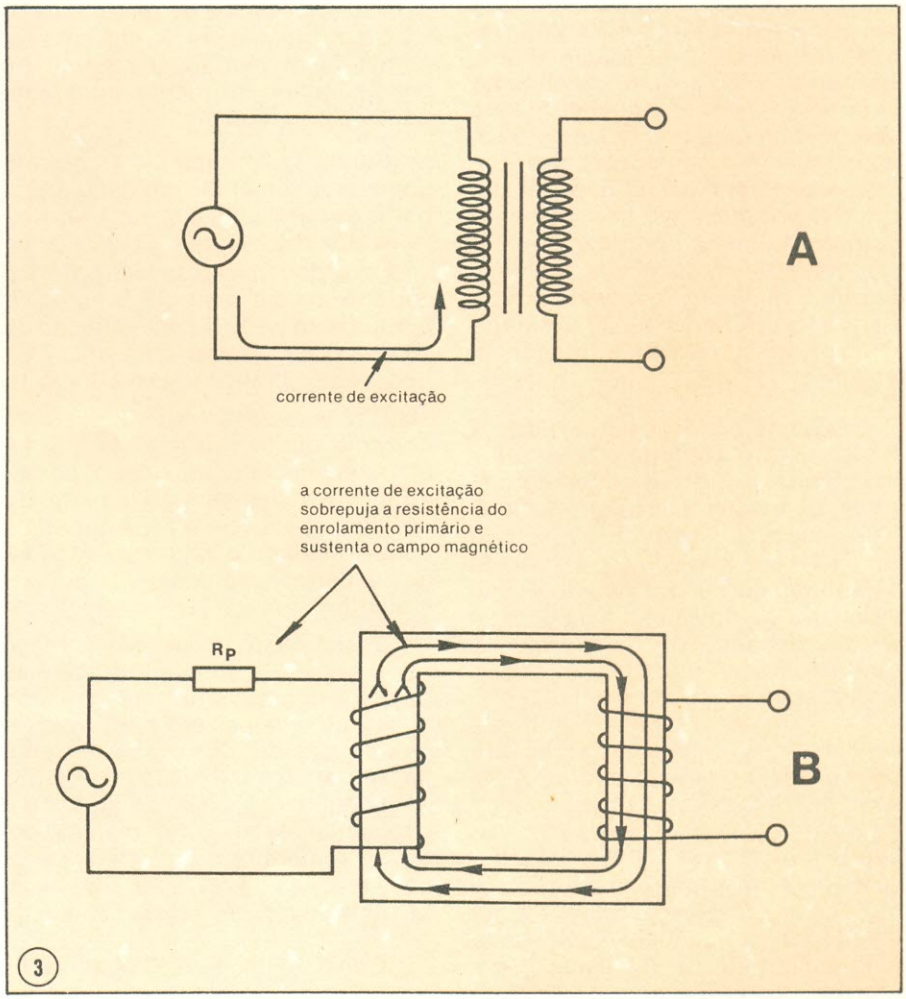
Quando dizemos que o transformador está operando sem carga, ou em vazio, significa que seu secundário está aberto. Por outro lado, o transformador está operando com carga quando seu secundário está alimentando algum aparelho ou sistema. Vejamos, primeiramente, como se comporta o transformador sem carga.

Secundário aberto, num transformador, quer dizer ausência de corrente nesse enrolamento. Sempre há, entretanto, alguma corrente no primário, já que existe uma tensão alimentando-o (veja a figura 3). O nível da corrente primária é determinado pela impedância do enrolamento primário e pela tensão aplicada. Como o secundário não está exigindo energia, o primário vai agir como se fosse uma simples bobina, de grande indutância. A corrente no primário, então, será bastante baixa, pelos motivos já vistos.

Essa pequena corrente primária, que aparece quando o transformador trabalha em vazio, é comumente chamada de corrente de excitação. Seu valor é suficiente para vencer a pequena resistência do fio da bobina e para manter o fluxo magnético no núcleo. A reatância indutiva, num transformador, costuma ser bem maior que a resistência do fio, o que quer dizer que, exatamente como numa simples bobina, a tensão aplicada está 90° adiantada em relação à corrente.

Esta é a situação reinante quando não há corrente no secundário. Porém, assim que uma corrente começa a fluir nesse enrolamento, as condições mudam e o transformador trabalha de forma diferente.

Vemos, na figura 4, um simples transformador, cujo secundário está ligado a um resistor, que faz as ve-



Operação do transformador, sem carga (ou "em vazio").

zes de carga. Imaginemos que, num certo momento, a polaridade da tensão aplicada ao primário seja negativa na parte superior do enrolamento e positiva, na extremidade inferior, o que vai forçar uma corrente de baixo para cima, no primário.

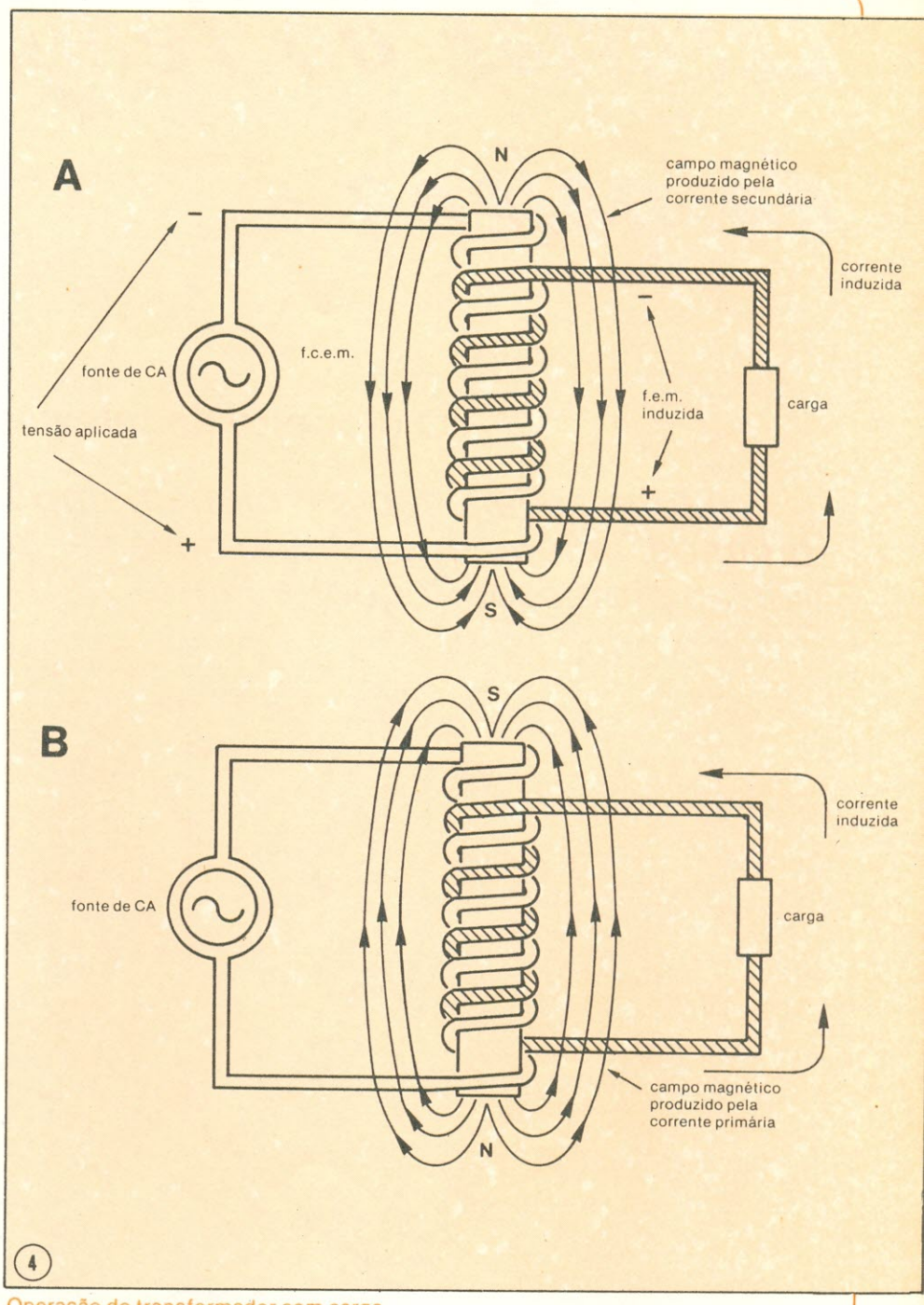
Obs.: *Estamos aqui utilizando o sentido convencional da corrente, isto é, a suposição de que a corrente "escoa" do ponto mais positivo para o mais negativo de um circuito. O sentido das linhas de fluxo, nesse caso, é determinado pela regra da mão direita, já visto na 1.ª lição do curso. Para considerar o sentido real da corrente (isto é, a corrente "escoando" do ponto mais negativo para o mais positivo), basta inverter o sentido das correntes, na figura 4, e empregar a regra da mão esquerda.*

À medida que o campo magnético cresce, em torno do enrolamento primário, induz uma f.c.e.m. no mesmo, que vai se opor à tensão aplicada. A f.c.e.m. vai tentar, também, "empurrar" uma corrente pelo primário, só que de cima para baixo. O resultado final é uma pequena corrente, fluindo de baixo para cima, no primário.

Observe que o secundário está enrolado diretamente sobre o primário e, assim, o campo magnético em expansão vai "cortar" as espiras desse enrolamento também. Já que o secundário está enrolado no mesmo sentido do primário, a força eletromotriz nele induzida vai apresentar a mesma polaridade da f.c.e.m. do primário. A corrente secundária, então, terá o sentido visto na figura 4A.

Essa corrente induzida no secundário, por sua vez, estabelece seu próprio campo magnético, conforme mostra a figura 4B. Ao se expandir, esse campo "corta" as espiras do secundário, induzindo nele uma f.c.e.m., a qual apresenta uma corrente de oposição à já existente.

Mas, o campo criado pelo secundário vai influenciar também o primário, induzindo nele uma outra f.e.m., com a mesma polaridade da f.c.e.m. do secundário. Dessa forma, é produzida uma terceira corrente no primário, que o percorre de baixo para cima. Se você seguiu a "trilha" das várias forças eletromotrizes e contra-eletromotrizes, já percebeu que esta última f.e.m. vai se opor à f.c.e.m. desenvolvida originalmente pelo primário. Em outras palavras, a corrente induzida no primário, pelo secundário, vem reforçar a corrente original do primário.



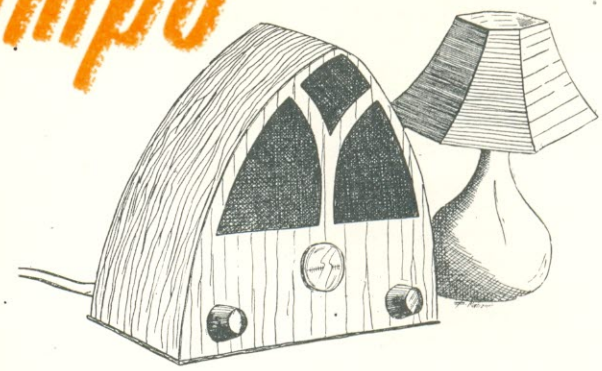
Operação do transformador com carga.

Tal elevação na corrente primária é causada toda vez que o campo magnético secundário aumenta. Quanto mais corrente fluir pelo secundário, maior será o fluxo correspondente, que, por sua vez, eleva a corrente no primário. Resumindo, um aumento na corrente do secundário causa uma elevação na corrente do primário. É a conclusão a que havíamos chegado numa outra lição, mas de forma simplificada. Na mesma lição, vimos que a proporção entre as duas correntes depende da relação de espiras dos dois enrolamentos do transformador.

O conjunto de efeitos que acabamos de descrever recebe o nome de **indutância mútua**, devido à indução que o primário provoca no secundário e, também, à indução que este provoca no primário. Ou seja, os enrolamentos se induzem mutuamente.

(continua)

Estórias do tempo da galena



O pioneiro da televisão

Muito se fala sobre o pioneirismo da TV no Brasil. Acreditamos, porém, que o título deve ser dado, sem nenhum favor, ao professor Roquette Pinto.

A. FANZERES

"Pela cultura dos que vivem em nossa terra; pelo progresso do Brasil."

Esse incansável pesquisador, que foi um dos pioneiros da radiotelefonia no Brasil, realizou, com êxito, a transmissão da figura de uma pequena cruz, no ano de 1934, utilizando um disco de Nipkow. O disco, que tinha uma série de furos, numa linha espiralada, fazia de fato uma "varredura" da imagem, que era iluminada por transparência e excitava uma fotocélula. O sinal assim obtido foi transmitido em ondas médias, pela portadora da PRAA, da rua da Carioca, no Rio, e recebida na rua Real Grandeza, na mesma cidade.

O fato foi testemunhado por várias pessoas, inclusive a que faz esta seção, que na ocasião era um simples fazedor de "selfs", nome sofisticado que era dado às bobinas, na época...

IDÉIAS DO LADO DE LÁ

Sugestões e circuitos simples enviados pelos leitores

De Ribeirão Preto, São Paulo, nosso leitor Wladimir da Silva volta a colaborar, com mais um circuito para áudio.

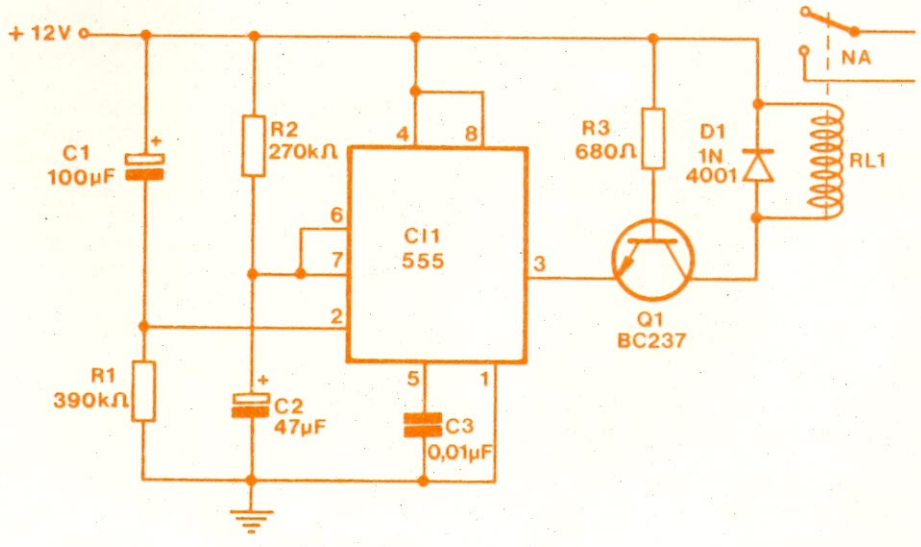
"Estou montando um amplificador de potência elevada e senti a necessidade de um circuito de retardo para me ligar os alto-falantes depois de um certo tempo, a fim de evitar aquele 'baque' provocado pela carga dos eletrolíticos. Portanto, bolei este circuito simples e de poucos componentes, para que ele me ligasse os alto-falantes depois de 20 segundos de ligado o amplificador.

Ele deve ser ligado à fonte do amplificador e os terminais NA (normalmente abertos) do relé devem ser ligados em série com os alto-falantes.

Gostaria que publicassem este circuito em sua seção 'Idéias do lado de lá', para todos os que estão cansados da chave 'liga alto-falantes' manual".

Relação de componentes

R1 — 390 kΩ
R2 — 270 kΩ
R3 — 680Ω
C1 — 100 µF/15 V
C2 — 47 µF/15 V
C3 — 0,01 µF
D1 — 1N 4001
Q1 — BC 237
CI1 — 555
RL1 — relé de 12 V



Obs.: O relé deve possuir dois pares de contatos, no caso de amplificadores estéreo. Esses contatos devem suportar a corrente dos alto-falantes.
Pode-se usar 9 V de alimentação, bastando apenas mudar o relé para 9 V.

TEÓRIA DA CATÁSTROFE E SEUS EFEITOS EM ÁUDIO

RICHARD HEYSER

Algumas evidências tiradas de estudos do cérebro indicam que a percepção de música é diferente da percepção de linguagem, e que as palavras faladas são percebidas diferentemente de palavras cantadas. Também existem provas de que a maneira como percebemos certos sons naturais, seja como música ou como linguagem, pode estar relacionada com diferenças culturais e com experiências de aprendizado. Se essas e muitas outras coisas relacionadas com a nossa percepção do som forem verdadeiras, então que parte de nossa tecnologia de áudio estuda esses fatores? E se não existe nenhuma parte encarregada do estudo destes fatores, então por que isso acontece?

Em discussões anteriores já cheguei a abordar o assunto do produto final da tecnologia de áudio, que não é nada mais do que a experiência auditiva. O produto final do áudio não são anúncios fulgurantes, nem leituras de medidores, curvas de osciloscópios ou pilhas de gráficos e mapas. O produto final do áudio é a experiência pessoal e particular que temos quando ouvimos a reprodução de um som. E se um dia chegarmos a atribuir números à qualidade dessa experiência ficará claro que temos de fazer algo mais do que especificar a perfeição cosmética de uma forma de onda ou de perseguir a interminável questão de reduzir distorções mensuráveis em sinais de laboratório que podem ter pouco a ver com o processo de percepção do som. De alguma forma, em nossas considerações técnicas de áudio, teremos de reconhecer o papel representado pelas emoções humanas. Agressividade, paradoxo, força de opinião e conflitos de interesses podem não ser considerados como variáveis de controle por um projetista de áudio, mas podem ser muito importantes para determinar o sucesso do produto projetado.

Debaixo da lâmpada

A meta de nossa tecnologia de áudio atual é alcançar uma ilusão satisfatória de realidade. Porém, a compreensão de como alcançar esta meta exige que consideremos um número bem maior de variáveis do que alguns de nós está disposto a admitir. Conheço por experiência própria o sentimento de frustração que pode surgir quando um componente de áudio mede bem mas soa mal, e sei que as altas matemáticas

e os equipamentos de testes de precisão tendem a perder o charme quando discordam de nossos ouvidos.

O problema não está na nossa ciência, mas sim em nós mesmos, que aplicamos mal a nossa ciência. Isso fica muito evidente na maneira como usamos conceitos de matemática linear para desenvolver modelos de distorção. As melhores medições de distorção da atualidade são baseados em teoria linear. Será que precisamos conjecturar por que nem sempre essas medições funcionam?

Esse tipo de atitude pode ser comparada com a história do bêbado ajoelhado sob um poste de iluminação procurando encontrar alguma coisa, quando de repente aparece um policial. O policial olha para o bêbado, percebe seus movimentos frenéticos e pergunta o motivo de suas ações. O bêbado responde que derrubou seu último dinheiro, e que precisa encontrá-lo pois é o único dinheiro que tem para chegar em casa. O gentil policial resolve abaixar-se também para ajudar o bêbado a encontrar seu dinheiro perdido. Passado algum tempo, e depois de alguns esforços em vão, o policial pergunta se o bêbado tem certeza de ter derrubado seu dinheiro naquele local. — Não — responde o bêbado. — Eu deixei o dinheiro cair mais ou menos ali. — Então por que você esta procurando aqui? — pergunta o policial. — Porque aqui tem mais luz — responde o bêbado.

Esta antiga anedota apresenta uma boa analogia para muitos dos equívocos cometidos em nome da ciência. Assim,nós preferimos resolver o problema da matemática linear porque lá tem mais luz. E, a exemplo do bêbado que pode justificar sua ação porque consegue ver o que está fazendo, nós podemos produzir fulgurantes truques matemáticos para defender nossa opção pela matemática.

Mas o erro não está na matemática; a loucura está em sua aplicação errônea. Geralmente justificamos nosso uso de conceitos lineares confiando na chamada "aproximação", para situações não-lineares. Mas nem sempre isto é verdade. E onde estes princípios mais falham é no tipo mais interessante de distorção de todas as distorções que dão origem à instabilidade da forma.

A instabilidade é uma das considerações mais importantes em áudio, principalmente quando está relacionada com a nossa percepção. Um amplificador instável é considerado um mau amplificador. Nossa percepção da qualidade do som pode também ser instável, mas uma percepção instável não pode ser considerada uma má percepção. Nós aceitamos que um sistema de som pode se comportar otimamente para um tipo de material e terrivelmente para outros. Nossa opinião de um sistema de som pode mudar dramaticamente, porém dificilmente chegamos a pensar que podem existir alguns padrões subjacentes de comportamento que, se melhor compreendidos, poderiam nos ajudar a entender por que o som que parecia bom num minuto ficou ruim no minuto seguinte. Nem poderia a nossa preocupação com a matemática linear, embaixo do poste de luz, nos levar a acreditar que poderia existir um ramo de matemática passível de ser aplicado a problemas de percepção e a problemas de projetos de equipamentos.

O grande salto

Vamos agora pensar em termos do que vou chamar de **fatores** e **resposta.** Os fatores controlam a resposta. Mas pode acontecer de os fatores de controle de um processo alterarem-se suavemente, enquanto percebemos que a resposta a esses fatores alteram-se subitamente. É como se houvesse um salto na resposta, às vezes até mesmo um salto para um outro tipo de resposta. Esse salto é uma propriedade que aparece em certos tipos de distorção e de não linearidade, e não é uma coisa manipulável pela matemática empregada atualmente em áudio. Assim, o salto pode ser considerado como uma manifestação de instabilidade da forma que desafia as abrangentes aplicações da nossa matemática linear.

A ruptura resultante do salto de uma resposta para outra é chamada de **divergência.** E nem sempre um relaxamento dos fatores de controle, seguido de uma volta aos valores de antes do salto, provoca uma volta da resposta anterior. Geralmente os fatores têm de ser substancialmente reduzidos antes de haver uma reversão na resposta. Isso significa que se houver um salto — isto é, se houver uma instabilidade num processo não linear —, surgirão também três propriedades adicionais: histerese, bimodalidade e inacessibilidade.

Histerese é o nome dado ao retardo na resposta sob a ação de mudanças cíclicas nos fatores que a controlam. Na região de histerese, entre os saltos, a resposta tem uma natureza do tipo "isso-ou-aquilo" ou seja, ela é **bimodal.** Como a resposta salta de um estado para outro, não havendo possibilidade de se encontrar nenhuma resposta entre esses dois estados finais, a região é dita **inacessível.**

Essas propriedades do salto — divergência, bimodalidade, histerese e inacessibilidade — estão interrelacionadas de tal forma que o surgimento de qualquer uma delas geralmente indica também a presença das outras.

Mas não são essas as únicas propriedades de um processo não linear que deixam de ser reveladas quando tentamos usar a matemática linear (porque ali tem mais luz). A **irreversibilidade** é outra propriedade dos processos não lineares. Ou seja, uma vez dado o salto, ou uma vez atravessado um limiar de decisão, pode não ser mais possível voltar à resposta original, não importa o quanto os fatores se alterem. O mesmo pode ser dito da **ruptura,** que pode ser considerada como uma ambivalência na resposta sob certas combinações de fatores conflitivos, algo como um estado de resposta coexistente. A **indeterminação** é uma propriedade análoga a ruptura, porém de natureza mais difusa. Não sendo um estado tipo "isso-ou-aquilo", a indeterminação pode ser caracterizada como um estado de "talvez", como uma resposta amorfa.

Teoria da Catástrofe

Evolução e resposta. Genesis. Estabilidade estrutural com preservação da forma, seguida de uma mudança súbita e catastrófica. Duvido que exista qualquer aspecto das realizações humanas que não tenha implícito o desenvolvimento ou desdobramento de circunstâncias. É comum desenvolvermos regras e espectativas relativas ao resultado de um processo em evolução e depois, subitamente, pode acontecer uma surpresa. Talvez essa surpresa seja parte de um conjunto maior de regras que não tínhamos chegado a prever, ou possivelmente seja uma súbita mudança para um novo conjunto de regras, algo como um trem sendo engatado em outro par de trilhos.

O conceito de estabilidade vem preocupando os matemáticos há muito tempo. Mas foi somente na década dos 60 que o brilhante matemático Rene Thom percebeu que as mudanças súbitas na forma — ca-

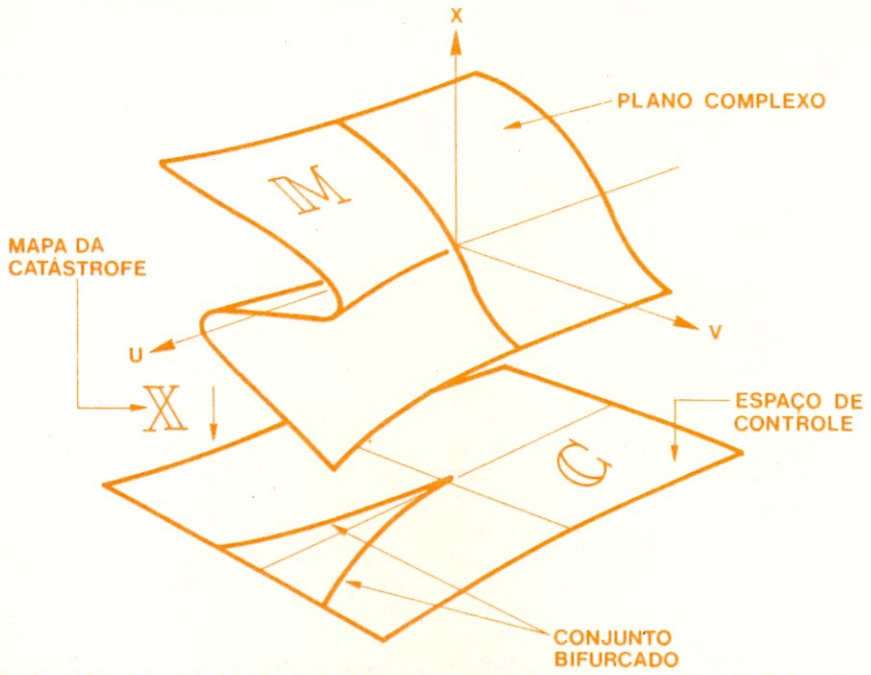


Fig. 1 — Quando existem dois parâmetros de controle, **u** e **v**, e uma resposta, **x**, a superfície de resposta estável está no comportamento bidimensional do plano complexo M.

tástrofes — poderiam ser classificadas em um número finito de manifestações. Até então parecia não haver meios de equacionar o problema, mas Thom conseguiu demonstrar que as mudanças ocorridas durante o desdobramento estável de um processo próximo de um ponto de ruptura podem ser classificadas em alguns tipos básicos. Rene Thom chamou a essas mudanças de **catástrofes elementares.**

Mesmo colocada desta forma elementar, a Teoria da Catástrofe surpreendeu a matemática aplicada. De repente — e isso também foi uma catástrofe — havia uma teoria linear que modelava corretamente processos envolvendo as quatro dimensões do espaço-tempo. Apesar de um conceito matemático realmente original poder permanecer oculto durante décadas até se tornar necessário, a Teoria da Catástrofe foi um sucesso instantâneo, e desde então tem sido aplicada a disciplinas tão diversas como a biologia, economia, comportamento humano e estruturas mecânicas. Aliás, esse seu fantástico sucesso quase lhe foi fatal. É comum em alguns círculos uma nova idéia ser bem recebida por proponentes ultrazelosos e posteriormente passar a ser alardeada como a inovação das inovações, passível de ser aplicada a tudo, de astronáutica à culinária. Tudo isso fez com que a voz de Thom quase fosse abafada por aqueles que destacavam partes de sua teoria ainda em desenvolvimento para aplicá-las indiscriminadamente e em seguida rejeitar tudo quando percebiam que a idéia não funcionava em todos os casos.

A Teoria da Catástrofe pode ser aplicada, dentro das devidas restrições, a certos problemas fundamentais de áudio e da nossa percepção da qualidade de som. Sendo parte de uma matemática de processos não lineares, pode-se tentar aplicá-la não apenas aos equipamentos físicos mas também à nossa percepção. Mas não podemos esquecer que a Teoria da Catástrofe faz parte de outros conceitos matemáticos. E se ela pode explicar certas coisas que acontecem em áudio, mas que parecem não fazer sentido em termos de nossa matemática linear — e isso ela pode fazer de uma maneira surpreendentemente simples —, não quer dizer que a Teoria da Catástrofe deverá ser a palavra final para a compreensão de todos os problemas de áudio.

Assim, o que pretendo fazer nesta breve discussão é introduzir o conceito da Teoria da Catástrofe em áudio. Infelizmente, tudo o que poderei apresentar no curto espaço disponível para a discussão é um apanhado simples, quase ingênuo, de como esta teoria pode ser aplicada a alguns dos problemas conhecidos. Minha intenção, como de hábito, é estimular o pensamento especulativo. Nos parágrafos seguintes tentarei explicar as bases matemáticas em termos que espero possam ser compreendidos.

Fatores/Resposta

Os fatores controlam a resposta. Ao discutir a natureza de uma resposta (também chamada de comportamento ou reação), pode-se conhecer as condições sob as quais a resposta se estabilizou quando os fatores de controle alcançaram a estabilidade. Quer dizer, vamos tentar entender uma resposta que não tenha tendência a variar enquanto os fatores de controle forem mantidos constantes. Isto só acontecerá quando a resposta estiver dentro de localizações estáveis, em que não exista força capaz de modifica-las. Colocado em linguagem matemática, isso quer dizer que o padrão de comportamento não se altera enquanto cada um dos possíveis fatores de controle for mantido constante. Neste caso diz-se que o comportamento está num ponto estacionário (num ponto mínimo ou num ponto de inflexão), contendo implicitamente algum tipo de resposta em potencial. Esse potencial pode ser expresso como uma equação em que a resposta será a variável independente e os fatores de controle serão os coeficientes. Se houver dois fatores de controle, por exemplo, e um tipo de resposta, o potencial será uma equação com uma variável e dois coeficientes, e a condição para o gradiente deste potencial ser igual a zero é a de que o grau da equação seja também igual a zero. O conjunto de relações que faz com que o gradiente da resposta potencial seja igual a zero define um tipo especial de superfície topológica chamada plano complexo, que define a localização de todas as respostas estacionárias possíveis. No caso de haver dois fatores e uma resposta, temos um espaço de comportamento tridimensional. O plano complexo será assim uma superfície bidimensional que se dobra num espaço de comportamento tridimensional.

Ainda que isso possa parecer complicado, esta é na verdade uma boa maneira de conceituar a interação existente entre a resposta e os fatores de controle. Normalmente a matemática deveria parar por aqui, pois poderíamos pensar que existe um grande número de planos complexos que poderiam corresponder a qualquer situação possível. Mas Rene Thom demonstrou um teorema que acabou com este problema, provando que os únicos potenciais possíveis derivam-se do desdobramento universal de um número finito de formas, que os matemáticos acham de "germes de

singularidades''. Afinal, o número de superfícies não era infinito, mas sim de algumas poucas, e todas de um tipo conhecido. Os conceitos de germe e de desdobramento são complexos demais para nossa discussão, mas os resultados devem certamente ser considerados.

Se o número de fatores de controle for igual ou menor do que cinco, existirão apenas alguns tipos de potencial que determinarão uma resposta a estes fatores. A dimensão da resposta do plano complexo, derivada desses potenciais elementares, é sempre igual ao número de fatores de controle. A maneira como a resposta será observada em termos do conjunto de fatores de controle é um tipo especial de mapa matemático, elaborado desde a superfície do plano complexo até os fatores de controle do espaço. Este mapa é chamado de projeção, e pode ser considerado como uma sombra que a curva da resposta do plano complexo joga sobre o espaço de controle. Este mapa, induzido pela projeção dos fatores de controle, é chamado mapa da catástrofe no potencial de comportamento.

Thom demonstrou que qualquer singularidade (mudança brusca) no mapa da catástrofe será equivalente a um entre um número infinito de tipos que ele chamou de catástrofes elementares. Em qualquer sistema dinâmico existe um número preciso de descontinuidades topologicamente distintas que podem ocorrer. O número de catástrofes elementares depende apenas do número de fatores de controle no caso destes serem em número de cinco ou menos. Assim, para cinco fatores existem 11 tipos de catástrofe elementar; para quatro fatores, existem sete tipos; para três fatores, serão cinco tipos; para dois fatores, dois tipos; e para um fator poderá ocorrer apenas um tipo de catástrofes elementar. Para um número de seis ou mais fatores, existe um número infinito de catástrofes.

Se pararmos um pouco para pensar o que isto poderia significar em termos de áudio, o assunto fica bastante interessante. Gostamos ou não do som de um alto-falante? Isso por certo tem uma resposta. Mas quais os fatores conflitantes que poderiam estar envolvidos nessa resposta? Bem, na verdade um número infinito de fatores, mas vamos supor que existam apenas dois fatores conflitantes: o quanto já ouvimos de música ao vivo e quanto já ouvimos de música reproduzida pelo alto-falante em questão. A solução deste problema de áudio deverá envolver a Catástrofe Cuspidal.

Catástrofe Cuspidal

Se o problema for este — dois fatores e uma resposta —, então podemos dizer que haverá apenas dois tipos de comportamento elementar que se pode esperar: uma catástrofe de dobra ou uma catástrofe cuspidal. Das duas, a catástrofe cuspidal é a mais interessante do ponto de vista dos padrões de comportamento que pode predizer. Porém, para se compreender melhor como ela pode ser aplicada a esse tipo de problema de áudio, é necessário discutir um pouco mais as bases matemáticas do fenômeno.

Vamos pegar o caso de dois fatores e uma resposta e mostrar como se desenvolve uma catástrofe cuspidal. O potencial para este caso particular é um desdobramento universal sob a forma de uma resposta coordenada elevada a quarta potência (este fato não é óbvio, nem se segue a nada que tenha sido exposto em nossa discussão, mas é incluído aqui para completar a explicação). Este potencial tem como resposta uma equação de quarta ordem com dois parâmetros, que são as coordenadas dos fatores de controle. A equação deste potencial, que chamaremos de P, é:

$$P = (1/4)x^4 + (1/2)ux^2 + vx$$

onde **x** é a coordenada da resposta, e **u** e **v** os fatores de controle que dão origem à resposta, que será estacionária para os valores de **x, u** e **v** que tornem a derivada de P com relação a **x** igual a zero. Neste caso, a resposta estará num ponto estável do potencial de comportamento, o que acontecerá quando:

$$x^3 + ux + v = 0$$

O plano complexo, que representaremos pela letra M, será então a superfície do espaço tridimensional **x,u** e **v** descrito pela equação que acabamos de desenvolver. Se colocarmos este plano no espaço tridimensional **x,u** e **v**, obteremos a superfície dobrada mostrada na fig.1. Este é talvez o exemplo mais largamento usado para ilustrar a Teoria da Catástrofe. Isso porque, sendo uma superfície bidimensional, contida num espaço tridimensional, ela pode ser desenhada, e sua geometria prontamente compreendida.

Na fig. 1, a primeira coisa que observamos sobre o plano M é que para valores do parâmetro de controle **u** acima de um certo nível, o plano é dobrado. A projeção desta dobra sobre o espaço de controle bidimensional, mostrado como a superfície C, é uma curva que forma uma cúspide. A projeção dos valores de M sobre o plano C é o **mapa da catástrofe** ➡

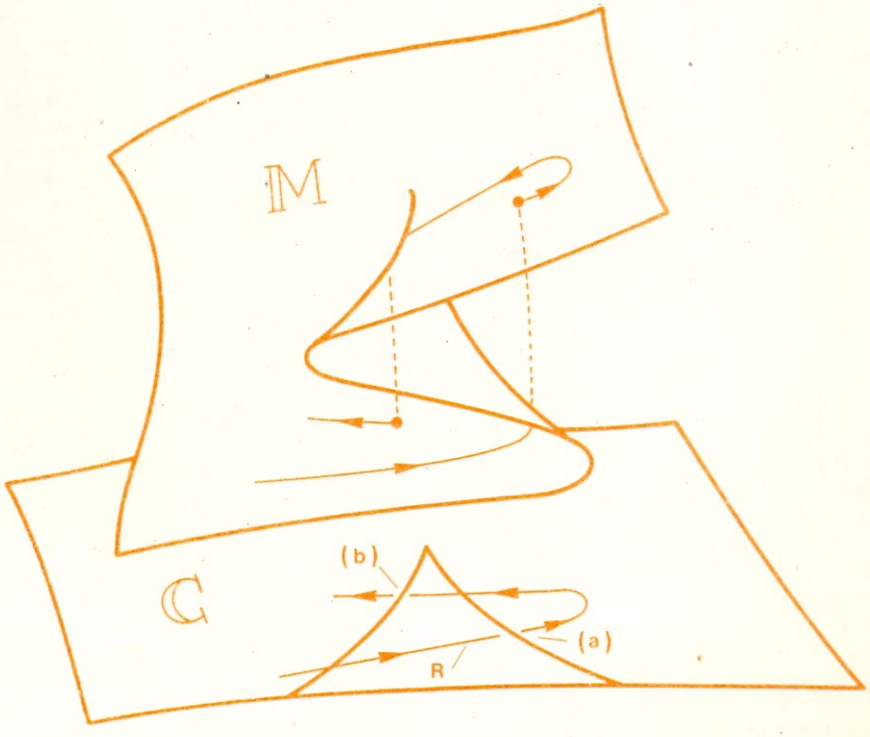


Fig. 2 — A resposta R deverá saltar abruptamente sempre que os fatores de controle ultrapassarem as dobras do plano complexo M.

do potencial representado pela letra X maiúscula, e é a projeção perpendicular do que acontece em M sobre o plano C.

Tudo altamente simbólico, e de uma maneira tipicamente matemática, tudo é reduzido a rabiscos estilizados cheios de significado. Mas os leitores não devem se prender a símbolos ou a nomes complicados. Melhor será pensar nas ações que dão origem a esses fenômenos. A superfície M é a manifestação hipotética da posição da resposta inalterável **x** sob os fatores de controle **u** e **v.** Nós, que tentamos observar a resposta em termos de fatores de controle, não podemos ver a superfície M. Tudo o que podemos observar é o que acontece em termos desses fatores de controle. Devemos, portanto, observar o que acontece sobre a superfície C, e o que vemos é a projeção de M sobre C. Ou seja, é como se vissemos a sombra de um pássaro voando acima de nossas cabeças sem ver o pássaro propriamente dito.

A projeção da dobra de M sobre C forma dois segmentos que se interceptam e recebem o nome de **conjunto bifurcado.** O termo **bifurcado** está relacionado com o comportamento de transição dual do conjunto, e as linhas cuspidais mostram os limites para mudanças súbitas ou catastróficas de resposta que podem ocorrer sob a ação dos fatores de controle. É por isso que chamamos o tipo de mudança de comportamento que observaremos de catástrofe cuspidal.

Quando mudamos os fatores de controle e uma resposta é induzida, isto é matematicamente equivalente a mover-se de um lugar para outro sobre o plano M. Mas, uma vez que o ponto sobre o plano M é controlado por mudanças nas coordenadas **u e v,** este ponto deve saltar sempre que a alteração no controle ultrapasse um limite cuspidal correspondente à passagem de uma dobra, o que pode ser visualizado na fig. 2. A trajetória da resposta induzida por uma certa mudança nos fatores de controle é mostrada como a curva R. O local onde a resposta acontece sobre a superfície M é encontrado projetando-se uma perpendicular, para cima, a partir das localizações correspondentes às coordenadas **u** e **v** até o local onde esta intercepta o plano M. Quando a mudança dos fatores de controle ultrapassam a linha de bifurcação no ponto (a), o ponto projetado sobre M salta do plano inferior para o superior, como mostrado no desenho. Observando-se a figura fica claro o que acontece: para permanecer sobre a superfície M, o ponto de resposta deve saltar o vão sempre que os fatores de controle ultrapassaram a dobra. Contudo, observando-se o resultado apenas em termos do plano de controle C, o que veríamos seria um comportamento aparentemente bizarro: a resposta, que estava contínua e estável antes dos fatores de controle serem alterados, salta repentinamente, sem aviso, para um novo comportamento. E mesmo que tentássemos restaurar a resposta original trazendo os valores dos fatores de controle de volta aos valores de antes do salto, a resposta não voltaria a seu valor anterior. Ao invés, seria necessário continuar reduzindo os fatores de controle até o ponto onde cruzaram a linha de bifurcação em (b). Então, repentinamente, a resposta voltaria a seu valor anterior. O que acontece na verdade, como se pode ver pela figura, é que a trajetória no plano M volta pela dobra superior até passar para a dobra inferior.

O panorama visto da Planície

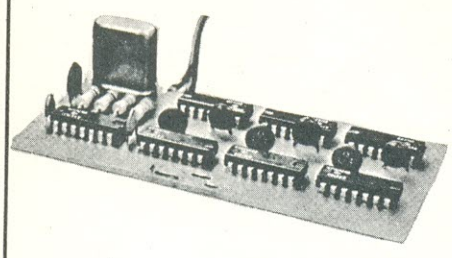
Se os leitores se lembrarem de uma de nossas discussões anteriores, "O Panorama visto de diferentes janelas" (NE n.º 29), a superfície C é como uma planície. Um habitante desta planície, que vivesse no plano C, saberia apenas que existem algumas linhas mágicas que mudam de direção sem nenhuma causa aparente. Um ser de dimensões mais complexas, porém, poderia observar a superfície M e compreender por que um habitante da planície não pode entender o comportamento das linhas em seu plano. Mas qualquer tentativa de comunicar este fato a este habitante da planície será em vão, a não ser que ele esteja querendo aceitar a realidade da existência de dimensões mais complexas que a do mundo a que pertence.

E neste caso a carapuça se ajusta para quase todos nós, pois também somos habitantes de uma planície, e percebemos padrões de respostas sob fatores diversos e variáveis. É certo que podemos "ver" os fatores externos e sua relevância para a situação em questão. É certo também que podemos observar a maneira como um sistema dinâmico responde a estes fatores. Mas a hiper-superfície que controla de fato o comportamento da resposta não é visível para nós. Podemos sentir os seus efeitos, mas não seus fatores de controle, e o que Rene Thom fez com seu trabalho foi nos apresentar um conceito de dimensionalidade mais complexo do que nós, habitantes da planície, conseguíamos imaginar.

O estudo do comportamento desta simples catástrofe cuspidal esclarece bem as propriedades que discutimos anteriormente (salto, divergência, bimodalidade, histerese e inacessibilidade). Em nosso próximo artigo passaremos a discussão das aplicações desses novos conceitos nas pesquisas de áudio.

Freqüências de "clock" à vontade

É o que oferece o oscilador TTL padrão. As freqüências fornecidas cobrem a faixa de 1 H a 1 MHz, em variação discreta. Sua precisão, que é de 0,01%, é garantida por um oscilador a cristal. Na saída, você pode contar com uma forma de onda quadrada, simétrica e compatível com os níveis TTL.



KITs NOVA ELETRÔNICA

para amadores e profissionais

A VENDA: NA FILCRES
E REPRESENTANTES

© Copyright Revista Áudio

LIÇÃO 2

CURSO DE ÁUDIO

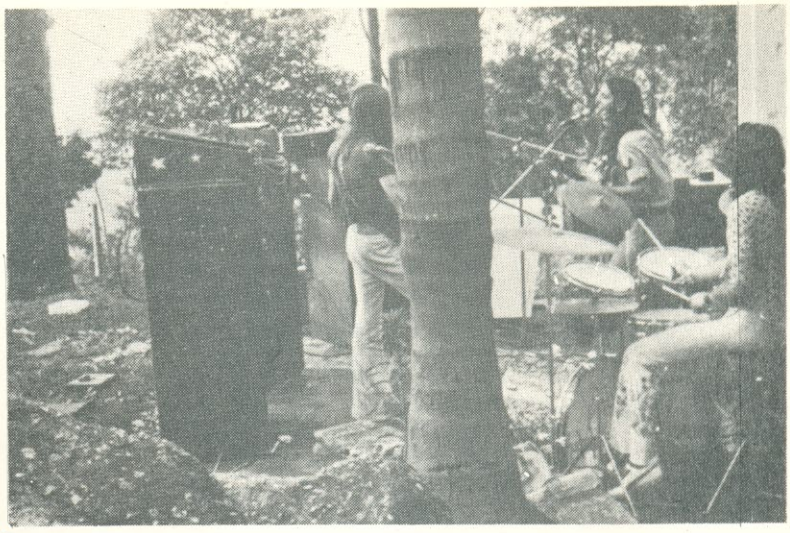
REEDIÇÃO

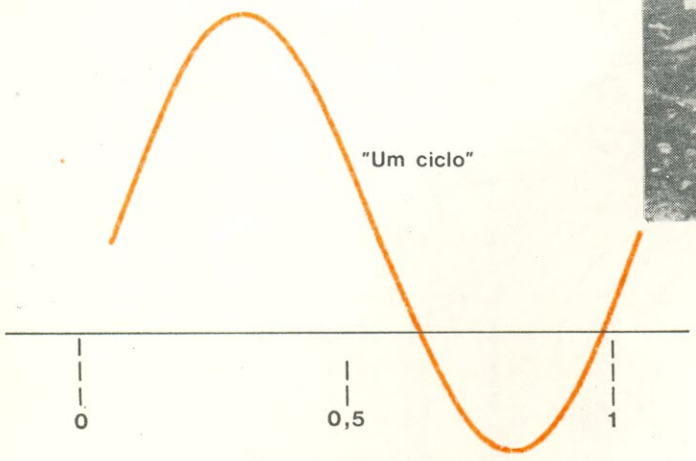
Claudio Cesar Dias Baptista

SUPERFÍCIES IRRADIANTES x FREQUÊNCIA

É muito fácil perceber que a mão vibrando de um lado para outro no ar não é uma fonte sonora ideal. Mesmo que você seja "hábil na munheca", muito do movimento obtido no ar é cancelado por estar sempre a pressão criada no ar contornando a mão, compensando a depressão e vice-versa. À medida, porém, que a freqüência da vibração da mão aumenta, isto é, que a vibre mais rápido, o ar não terá mais tempo de contornar sua mão, saindo então as pressões e depressões a viajar cada vez mais reforçadas, pelo ar, mais potentes. Veja que, portanto, quanto maior a freqüência, mais eficiente será uma pequena superfície irradiante de som, como sua mão. Para freqüências mais baixas, superfícies cada vez maiores serão necessárias.

Curso de Audio 2





①

Enquanto a "cuca se funde" após várias páginas de redação, paro a escrita para deliciar-me com o som do "Kraftwerk", em seu LP "Radio Activity". Realmente os alemães estão avançados em técnica de gravação! Que "Headroom"! Que baixo nível de ruído! Falarei a vocês sobre tudo isto! Que bom poder, assim que se chega a um dos raros resultados sonoros verdadeiramente satisfatórios, transmitir a mais alguém o nosso sucesso e fornecer-lhe as "dicas" do bom caminho!

(— **Que** graves!. . . Hê, Hê, Hê!. . .)

Lembro-me da época em que montei, em minha "casa velha" um sistema de 54 altofalantes para ouvir música e já estava comprando mais altofalantes para dobrar tudo! Coitado!. . . Hoje, com dez vezes menos, consigo muito mais. . . Valeu a pena, porém, a pesquisa! Valeram também as cornetas de concreto, que iam do subsolo até o teto e que destrui por não satisfazerem. . . Valeram dezenas de caixas que fiz para Os Mutantes e os furos nas paredes de minha casa . . .

Bem . . . Continuemos.

SOM PURO

O movimento registrado no gráfico da fig. 1 corresponde ao aspecto de uma curva "senoidal". Curva senoidal é aquela mesma que aprendemos, não me lembro se no ginásio ou científico, hoje com nova denominação, em Matemática. O nome "senoidal" vem de "seno", coisa que se estuda em qualquer livro de trigonometria. A "senóide" ou curva senoidal é, para quem desconhece, formada mais ou menos assim: imagine um relógio (não digital. . .) com um ponteiro de minutos apenas. Girando esse ponteiro, em velocidade constante, e olhando o relógio **de lado,** veríamos o ponteiro formar um ponto ao apontar para nossos olhos e crescer, ao subir para as 12 horas ou descer para as 6 horas. Esse movimento será exatamente igual ao do **seno,** que formará a curva senoidal ao ser projetado num gráfico, em função do **tempo.** Mais detalhes só mesmo na escola ou nos livros.

Tome uma pequena porção de ar, mais ou menos do tamanho de nosso tímpano (não pequena como uma molécula nem grande como um barril de ar) ou de uma lentilha. Medindo seu movimento verá que, quando existir som no ambiente, este apresentará diversos padrões de "vai e vem". Postos em um gráfico, em função do tempo, esses padrões serão a "forma de onda" do som. Para "por num gráfico em função do tempo", peça à partícula de ar o favor de segurar um lápis enquanto vibra, movida pelo som vindo do ar que a circunda. Enquanto isso, coloque e vá puxando um papel comprido, como um rolo de toalhas, por exemplo, sob o lápis,

sem deixar furar. Se o desenho sair um "S" perfeito, você estará ouvindo no mesmo ambiente um "**som puro**". É mais ou menos o som do assobio ou da flauta. (Ah, se Monteiro Lobato me visse agora! . . .)

Um aparelho talvez mais simples e objetivo para fazer o mesmo serviço de colocação do movimento da partícula de ar "num gráfico em função do tempo", seria um microfone calibrado e um osciloscópio. Um bom livro a respeito de osciloscópios, caso leia (ou não) castelhano, será "El Oscilógrafo en Servicio" — F. HAAS Ediciones Tecnicas Marcombo, SA — Barcelona.

Os especialistas dizem que, para identificar um SOM PURO, basta conhecermos sua **freqüência** e sua **intensidade.** Freqüência, já vimos o que é. Particularmente, creio ser interessante acrescentar o conceito de "comprimento de onda" ao de "freqüência", antes de passarmos à "intensidade sonora".

COMPRIMENTO DE ONDA

Quando as pressões, alternadas com as depressões, que formam o "som" saem, a velocidade constante, como se fossem bolhas de sabão concêntricas ao redor da fonte sonora (ponto de origem, ou sua "mão" no exemplo anterior), conforme a freqüência maior ou menor, será respectivamente maior ou menor a distância entre as bolhas (ou as pressões) sonoras. A essa distância entre duas bolhas ou duas pressões chamamos "comprimento de onda". Não confunda a forma de "S" desenhada no gráfico com a forma da própria onda de som em si. Esta confusão é fácil de ocorrer pois a forma do gráfico se assemelha à de uma "onda" na água e a palavra "onda" é usada para descrever tanto o fenômeno sonoro quanto o ondulatório da **superfície** da água.

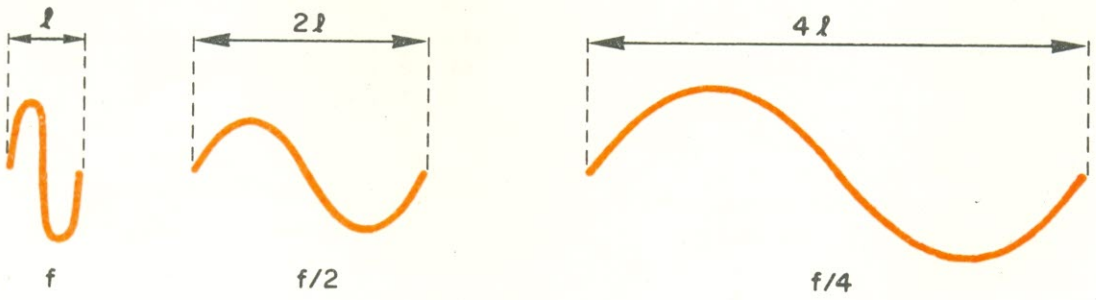
Não se esqueça que o som está **dentro** do espaço aéreo e não tem uma superfície aérea como ocorre com as ondas aquáticas. O som é, pois, essencialmente tridimensional e a palavra "bolha" descreveria talvez mais aproximadamente, mas não ainda corretamente, a propagação sonora.

EXPERIMENTO

Faça agora uma pausa, relaxe o corpo, olhos fechados e procure imaginar, não uma analogia, mas o **próprio som** saindo de uma fonte sonora. Baseado no que foi explicado, esta será a melhor forma de conhecê-lo — principalmente se você for surdo!

Cuidado com os gráficos, pois!

Veja a fig. 2 para ter uma idéia gráfica, **bidimensional** da relação entre freqüência e comprimento de onda. Repita depois o



f = freqüência
ℓ = comprimento de onda

(2)

processo imaginativo para relacioná-los tridimensionalmente.

Ah! Se pudessemos espargir no ar um pó (ou vapor) refletor de luz, sensível à variação de pressão e iluminá-lo com aparelho estroboscópico sincronizado com uma fonte sonora; teríamos a própria visão das ondas tridimensionais de pressão sonora, distribuídas e refletidas pelo ambiente! Isto seria útil aos técnicos e até como efeito luminoso! Cuidado, no entanto, ao inventar algo semelhante, com a sujeira feita com o tal pó... O dono do ambiente (ou a dona) poderá tocar o inventor para fora com seu maldito pó!...

Como você já sabe, o som "viaja" a uma velocidade de 330 metros por segundo. É fácil concluir, então, que um som cuja **freqüência** seja de 330 Hz ou ciclos em um segundo, terá um comprimento de onda de 1 metro, pois haverá 330 ciclos completos (ou 330 bolhas de sabão concêntricas) a cada 330 metros.

Para a maior parte dos efeitos práticos, a variação da velocidade do som, que existe, com a pressão atmosférica não nos interessará em cálculos de relação entre freqüência e comprimento de onda.

INTENSIDADE SONORA

Se os aficcionados de áudio e até os músicos, principalmente os "eletrificados", soubessem QUÃO mais importante é saber o nível de intensidade sonora (NIS ou SPL) produzido por um equipamento de som do que a quantidade de Watts **elétricos** de saída que esse equipamento produz, o mundo seria tão melhor!...

Como sempre, o grande culpado é o ALTOFALANTE! Que adianta escrever "80 Watts" na especificação de um altofalante? Que adianta escrever "300 Watts" na especificação de um amplificador?

Pense um pouco! Você, já que compra e lê revistas sobre eletrônica, não é um qualquer que vai atrás de conversas! Nem eu! Meu ferro de passar roupas "é de mais de 1 000 Watts", as lâmpadas de minha

casa são "de 100 Watts" e o chuveiro é mais potente que todos juntos! Que tal ligarmos tudo à saída de meus amplificadores e **ouvirmos**? ! As lâmpadas, nas passagens mais fortes, se acendem lindamente! O ferro elétrico e o chuveiro esquentam e bastante! Mas... **SOM**, mesmo, que é bom, não digo que não exista... Todos eles em conjunto, lâmpadas, ferro e chuveiro, produzem um "sonzinho" que não supera em NÍVEL DE INTENSIDADE SONORA o de um "radinho" portátil que nem "1 Watt" possui.

O mesmo caso, dramático, ocorre com os altofalantes de maior ou menor **eficiência.** Seria interessante que os fabricantes de altofalantes publicassem **sempre** o nível de intensidade sonora que seus altofalantes podem produzir em condições especificadas.

Essas especificações são absolutamente essenciais a qualquer projeto de sistema de áudio!

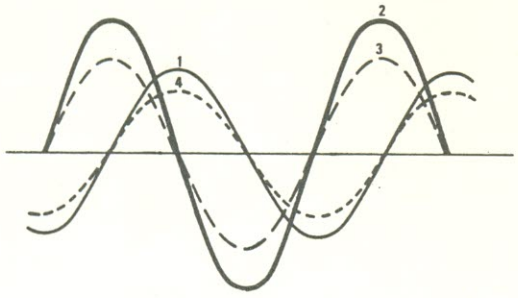
A maneira correta de se publicar tal informação seria: "SENSIBILIDADE (EIA) — EM dB ACÚSTICOS, (SPL) MEDIDA A 9,1 METROS (30 pés) COM 1 mW APLICADO, A DADA FREQUÊNCIA **ÚTIL** DA FAIXA DO RESPECTIVO ALTOFALANTE E EM CONDIÇÕES ACÚSTICAS AMBIENTAIS CONTROLADAS" — ou qualquer outra maneira convencional de medição que seja tão completa quanto esta e talvez mais de acordo com qualquer padrão brasileiro existente para tal fim. É como a maioria dos fabricantes respeitáveis, no mundo todo, faz. Os mais respeitáveis publicam ainda as curvas de intensidade sonora para toda a faixa de freqüências úteis do altofalante. Pouquís-

simos publicam a história toda, isto é, acrescentam, ainda, a **distorção** que seus altofalantes produzem a determinados níveis de intensidade sonora e a **resposta a transientes.**

Enquanto qualquer pequeno fabricante de amplificadores publica, normalmente, todos os dados essenciais e equivalentes a estes a respeito de seus produtos, os fabricantes de altofalantes guardam segredo ou usam unidades diferentes; tão diferentes uns dos outros são os catálogos de altofalantes, que até os profissionais pouco podem saber a respeito dos mesmos ao compará-los.

Dados como densidade de fluxo e outros mais complexos ainda, que sem dúvida interessam como complementares mas que, TODOS, se resumirão nos resultados ACÚSTICOS apresentados, são publicados. Todos são, no entanto, medições baseadas na parte **elétrica** do altofalante. Quanto ao **som** mesmo, **depois** que é reproduzido, nada ou quase nada se sabe . . .

Voltando ao NIS ou SPL, (SOUND PRESSURE LEVEL), também dito SIL (Sound Intensity Level), sua definição teórica é a seguinte: "numa determinada área do ambiente aéreo onde se propaga um som, uma determinada potência sonora atinge perpendicularmente essa área. Essa potência é medida, por exemplo, em **Watts por centímetro quadrado**, através de um medidor de NIS ou "SPL METER" Esse medidor é um aparelho que consta de um microfone calibrado que entrega sinal elétrico a um amplificador acoplado a um instrumento qualquer que permita a leitura em escala, via ponteiro, LEDs, tela de osciloscópio, etc. A "graduação" da escala do aparelho é feita em "**decibéis**". Antes de passar ao "decibel", há ainda umas considerações a respeito de "som puro", que desejo fazer.



1 – Onda de pressão
2 – Onda de deslocamento de partículas
3 – Gradiente de pressão
4 – Velocidade das partículas

(3)

FASE

Continue a tratar apenas a respeito dos sons puros, senoidais. Não é apenas a **pressão** que se pode medir através de gráficos em um determinado ponto do ambiente onde se propaga um som puro. Podemos medir, também, a **velocidade das partículas** do ar. Podemos, ainda, medir o **gradiente de pressão**, ou seja, a proporção com que **varia** a pressão ao longo da onda. Outra medição ainda, podemos fazer, a respeito do **deslocamento das partículas,** este sim, mais parecido, no som, com o deslocamento das partículas de água em uma onda — mas, não se esqueça — sempre tridimensional.

Sobrepondo-se os gráficos obtidos, temos algo semelhante à fig. 3. O interesse de tal sobreposição é verificarmos que as diferentes variáveis mensuráveis em um som puro não coincidem todas em **FASE.**

Diz-se que estão "**em fase**" quando coincidem os "picos" e os "vales" das ondas vistas no gráfico e, "**fora de fase**" em certo número de **graus,** quando **não** coincidem os picos e os vales. Para um defasamento de 180 graus, um pico coincide com um vale; para um defasamento de 360 graus, novamente temos uma condição "em fase", pois os picos voltam a coincidir e, também, é claro, os vales. O motivo desta explicação é que diferentes **microfones** respondem a diferentes **variáveis** destas descritas acima e é necessário considerar a questão de fase entre microfones de tipos diferentes ao gravar-se, ➡

mesmo que seja um som puro. A questão dos microfones será tratada posteriormente.

Para uma primeira lição, é o suficiente. No próximo número* continuarei a tratar a respeito da natureza do som, do Decibel, etc., tudo em direção a melhor compreensão do elo mais fraco da cadeia de reprodução sonora. Até lá, sugiro a você que faça os exercícios de visualização do som no espaço em suas diferentes variáveis. Sugiro, também, a memorização do resumo dos pontos mais importantes desta introdução, que publicarei na PRÓXIMA lição para evitar que você seja tentado a decorá-la sem reler o texto... (como eu mesmo faço em casos semelhantes).

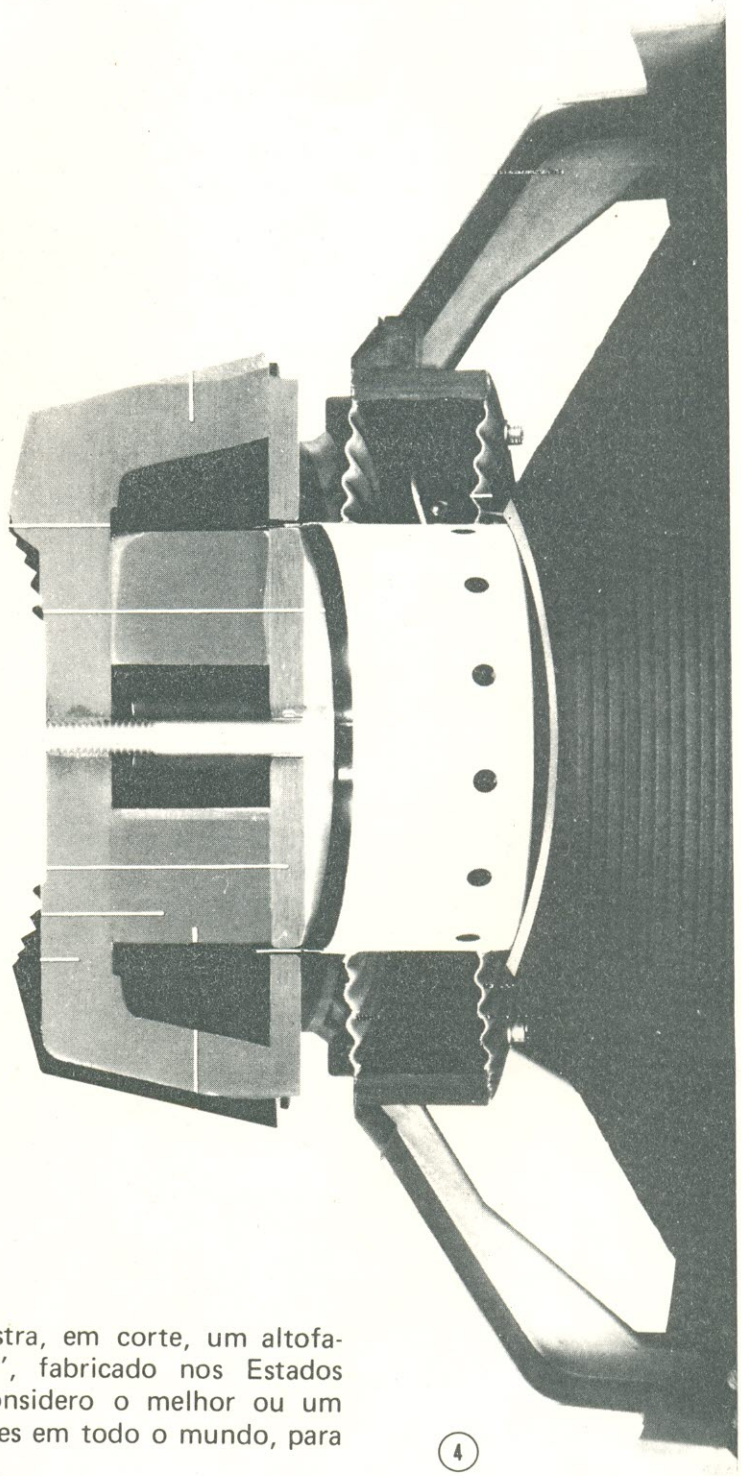
Importante: releia o artigo até o fim da parte **"o som"**.

Bem, para não deixá-lo triste no final e às fábricas de altofalantes nacionais, que tanto têm se esforçado em outros sentidos e que merecem plenamente nossa confiança de que, em breve, corrigirão estes defeitos em seus catálogos, lembro que ainda há muitos artigos meus a publicar; seguramente, estes trarão novamente um clima tranqüilo, descontraído e aquele "happy end" que interiormente todos pressentimos em tudo.

Até o próximo, então e sorria! . . .

Até eu, com todas estas reclamações, já estou usando em casa altofalantes brasileiros!. . .

* NE nº 4



A fig. 4 mostra, em corte, um altofalante "GAUSS", fabricado nos Estados Unidos, que considero o melhor ou um entre os melhores em todo o mundo, para uso profissional.

④

Observação: Encerra-se aqui a série de reedições do Curso de Audio, correspondentes aos nº 2 e 3 de Nova Eletrônica, que se encontram esgotados. A lição 1 foi publicada na NE nº 26; para seguir o curso, continue a partir da NE Nº 4.

Bob Gary

Como "afinar" um toca-discos

Considerado como o elo mais frágil de toda a cadeia de componentes de áudio, o toca-discos tem um importante papel na reprodução de um som gravado. Do comprimento dos fios de ligação até o posicionamento da cápsula, do material utilizado na construção do braço até os parafusos empregados na montagem, tudo isso tem um efeito bastante audível na qualidade final do som reproduzido. Neste artigo, apresentamos uma série de medidas que podem melhorar em muito o desempenho de um toca-discos, bem como a fidelidade do produto final de um sistema de som.

Na década dos 20, o carro mais arrojado e inovador que competia nas pistas de corrida da época era o famoso Bentley de 4,5 litros, um carro de mais de 7 metros de comprimento, equipado com dois estepes, três enormes caixas de ferramentas e assentos para cinco pessoas. De acordo com nossos padrões atuais, o Bentley daquela época parece mais um caminhão do que um carro esporte. Entretanto, esse mesmo Bentley foi o primeiro carro inglês a vencer o circuito de Le Mans, além de ter saído vitorioso em inúmeras outras competições em todo o mundo. É claro que o velho Bentley jamais poderia competir com nossos carros atuais, com seus aperfeiçoamentos aerodinâmicos, novos desenhos de suspensão e uma série de outros fatores. Na verdade, a sofisticação teconológica chegou a tal ponto que até mesmo o formato do espelho retrovisor lateral chega a afetar o desempenho de um modelo.

No campo do áudio ocorreu um fenômeno similar. Com a maior capacidade de definição sonora dos modernos sistemas de som, fatores que no passado pareciam sem importância — acobertados que estavam por defeitos maiores em outras partes do equipamento — tornaram-se extremamente importantes. Exemplo bastante ilustrativo de um desses fatores é a combinação da cápsula e toca-discos, que serve como fonte musical primária na maioria dos sistemas de som. Após a II Guerra Mundial, uma série de aperfeiçoamentos tecnológicos — cápsulas magnéticas, um novo desenho do braço e padronização do ângulo de rastreamento — aumentaram em muito a capacidade dos toca-discos de extrair informação musical dos discos. Porém, a despeito de todas essas inovações, o sistema de toca-discos continua sendo um vínculo muito frágil na cadeia de componentes de áudio, e um dos mais facilmente afetados. O posicionamento da cápsula no braço, a construção da cabeça do braço, o comprimento e os tipos de fios de ligação empregados ou até mesmo os parafusos usados na montagem, tudo isso pode ter efeitos audíveis sobre a qualidade final do sistema. E, mais do que qualquer outro componente, a combinação de cápsula e toca-discos exige processos de teste e ajuste — ou de "afinação" — para chegar a um desempenho ideal.

Entre os problemas mais comuns que afetam uma combinação de cápsula e toca-discos está o da ressonância, que pode provocar dis-

➡

torções ou coloração de graves. Todas as combinações de braço e cápsula têm uma ressoância, ou faixa de tons que serão aceitas pelas propriedades mecânicas da combinação. A faixa de freqüência em que esta acentuação ocorre é determinada pela complacência ou grau de soltura do conjunto da agulha (que normalmente é determinado pelo anel de borracha que segura a agulha) e pela massa móvel ou dinâmica do braço (que é controlada pela localização e peso físico da cabeça do braço e da cápsula). Se esta ressonância ocorrer a uma freqüência muito alta, digamos aproximadamente 20 Hz, a informação de graves profundos da música será turvada pela acentuação dos graves. Se ocorrer a uma freqüência muito baixa, os efeitos do ruído de motor e aberrações de gravação serão muito aumentadas, e a articulação dos graves será novamente reduzida. Isto acontece porque a cápsula e o pré-amplificador interpretarão a aberração e informação de ruído como música, e devido a acentuação provocada pela ressonância do braço e cápsula, reproduzirão esses tons subsônicos em um nível muito alto, sobrecarregando o amplificador de potência e os alto-falantes. Na maioria das vezes os efeitos são muito marcantes, mas os problemas de ressonância de braço-cápsula podem fazer com que o sistema empregue a maior parte da potência total do amplificador para reproduzir ruídos e distorções.

Para testar os problemas de ressonância num sistema, devemos primeiramente colocar um disco que tenha se provado difícil de ser rastreado no toca-discos. Se o braço todo se mover para cima e para baixo seguindo as aberrações, sem nenhum balanço por parte da agulha, a ressonância do braço/cápsula provavelmente não será nem muito alta nem muito baixa, e estará num ponto medio. Se a agulha balançar à medida que passar pelas aberrações, enquanto o braço permanece estacionário, a ressonância estará numa freqüência muito baixa. Ressonâncias a freqüências muito altas são raras, mas podem ser verificadas colocando-se uma moeda em cima da cabeça do braço e ouvindo-se a seguir uma seleção de tons graves, com e sem a moeda. Se a presença da moeda sobre a cabeça do braço parecer reduzir a intensidade dos graves, substitua o pequeno peso da cabeça do braço, encontrado em qualquer boa loja do ramo. O novo disco de teste Shure TTR-115 contém também uma faixa projetada para verificar problemas de ressonância do conjunto braço-cápsula.

Existem dois métodos gerais para resolver o principal problema de uma ressonância muito baixa. Um deles é fazer com que a ressonância aconteça a uma freqüência acima da região-problema. A maior parte dos engenheiros calcula a região de freqüência de ressonância ideal entre 10 e 12 Hz. Uma vez que a complacência da cápsula não pode ser alterada, a única maneira prática de se aumentar a freqüência de ressonância até sua faixa adequada é reduzir a massa móvel do braço removendo algumas partes relativamente desnecessárias, como sua alça e a proteção da agulha, ou reduzindo a massa das partes que devem permanecer, empregando parafusos de nylon, ao invés de aço (que podem ser encontrados nas boas casas do ramo), ou até mesmo, em alguns casos mais graves, retirando-se as partes desnecessárias da cabeça do braço ou substituindo-a inteiramente por outra mais leve.

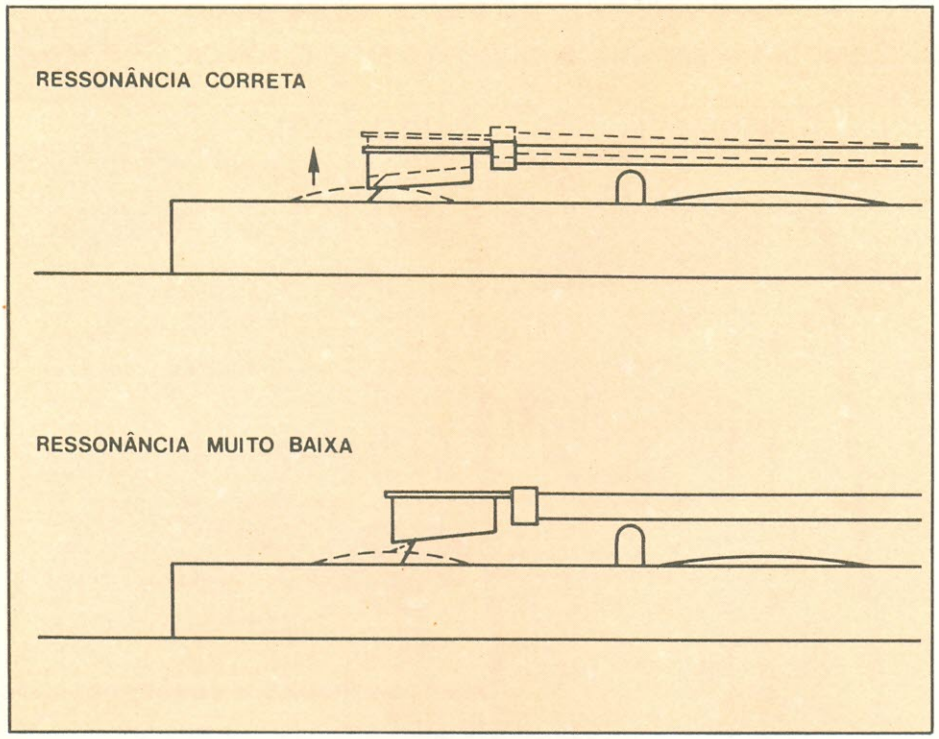
Um outro método, empregado especialmente nos casos onde a redução da massa se provar ineficaz, é amortecer a ressonância de maneira que esta introduza pouca ou nenhuma acentuação, tornado-se assim inaudível. São inúmeras as companhias que constroem dispositivos para este propósito. A Shure produz um destes dispositivos como parte de sua cápsula V-15 tipo IV, e a Discwasher produz a "Disktraker", que pode ser usada em qualquer braço. Dependendo do desenho dos mancais articulados, algumas combinações de braço/cápsula podem ser amortecidas pela injeção de uma geléia de silicone na articulação vertical, apesar de isto poder introduzir alguns efeitos paralelos indesejáveis.

Outra variável importante é a carga apresentada à cápsula pelos fios de ligação e pelo pré-amplificador. Todos os fabricantes de cápsulas projetam seus produtos para funcionarem com uma certa "carga", ou conjunto de condições dentro do primeiro estágio do pré-amplificador, o que assegurará uma resposta nivelada. A carga é composta de duas propriedades: uma resistência, que para as cápsulas modernas foi padronizada em 47.000 ohms, e uma capacitância, que não é padronizada, e na verdade pode ser especificada para cápsulas diferentes numa grande faixa de valores. Se a capacitância fornecida pelos fios e pré-amplificadores for diferente do valor recomendado pelo fabricante, a resposta do sistema não será nivelada nos agudos médios e superiores. Isto geralmente tem o efeito audível de um exagero no ruído de superfície, além de estalidos de gravação, podendo também tornar o som do sistema agudo ou metálico nas vozes ou nos instrumentos de metal. Durante os primeiros tempos do hi-fi, esses efeitos eram acobertados por uma fraca resposta de tons agudos da maior parte dos alto-falantes. Nos sistemas modernos, entretanto, onde um grande número de pesquisas conseguiu alcançar uma resposta linear no amplificador e nos alto-falantes, uma variação de 3 dB na resposta de tons agudos apresenta uma séria deficiência no desempenho do sistema. Tom Holman, um engenheiro projetista de áudio, sugeriu que as diferenças audíveis entre pré-amplificadores de alta qualidade e amplificadores integrados são provocadas por variações na resposta da freqüência devido aos efeitos capacitivos; ao invés de por níveis razoáveis de produtos de distorção.

Devido ao fato de que fios de ligação diferentes dos toca-discos e pré-amplificadores fornecem diferentes capacitâncias, durante muitos anos a única maneira prática de se casar o toca-discos, a cápsula e o amplificador para uma resposta nivelada era levar o equipamento inteiro para um técnico, fazer com que o sistema fosse testado e em seguida acrescentar o valor de capacitância necessário. É claro que o método era razoavelmente custoso.

Mais recentemente, entretanto, diversos fabricantes introduziram pré-amplificadores com capacitâncias de entrada incorporadas e selecionáveis. Outra boa solução para os proprietários de sistemas de som foi o desenvolvimento, pela Discwasher, dos sistemas db, e dos sistemas adaptadores de capacitância compatíveis com qualquer toca-discos e tomadas de entrada. A Discwasher vende também um mapa ilustrativo, com características de amplificadores, toca-discos e cápsulas, para seleção do valor preciso para uma resposta nivelada.

Uma série de pequenos ajustes nos toca-discos tem também efeitos surpreendentes sobre a qualidade do som de um sistema. Mesmo as pequenas imprecisões na geometria da montagem de uma cápsula aumentam substancialmente a distor-



ção de um erro de rastreamento. Conseqüentemente, é muito importante alinhar a cápsula com a guia de montagem com muito cuidado, mesmo que o processo leve aproximadamente 20 minutos para se completar. J.K. Stevenson, um estudioso britânico, calculou que um erro na posição de montagem de 0,5 cm, ou dois graus, aumentará a distorção harmônica do conjunto braço/cápsula de um toca-discos normal para quase 2 por cento. Este nível de distorção é aproximadamente cem vezes maior do que o encontrado nos melhores amplificadores do mercado, de maneira que tal atitude realmente vale o esforço despendido.

A força de rastreamento e os conjuntos anti-derrapantes exigem também um cuidadoso ajuste. A tendência atual em conjuntos de força de rastreamento é empregar a mínima força necessária para manter a agulha no sulco. Forças rastreadoras muito baixas são geralmente pouco aconselháveis por duas razões: uma, a mais importante, é que uma força de rastreamento baixa geralmente não elimina o desgaste dos discos, mas sim aumenta este desgaste devido aos desvios de rastreamento. Além do que, a distorção provocada por esses desvios é enormemente reduzida à medida que aumenta a força de rastreamento. Na realidade, os dados publicados sobre a distorção das cápsulas são geralmente medidos com forças que correspondem aos valores colocados no alto das tabelas fornecidas pelos fabricantes. Do ponto de vista do desgaste e da distorção, a força de rastreamento ideal está localizada no ponto médio das tabelas dos fabricantes de cápsulas, raramente abaixo de 1,5 grama.

Os ajustes nas forças antiderrapantes são na melhor das hipóteses uma aproximação, uma vez que as forças que puxam o braço para dentro — forças centrípetas — estão em constante mudança, mas algumas atitudes podem ser tomadas para se conseguir alguns ajustes mais precisos. Para isso, é necessário um disco não modulado (com uma seção totalmente em branco, sem sulcos). A Shure fabrica esses discos, e algumas lojas podem ter ainda em estoque alguns dos antigos discos da Garrard. Para se fazer o ajuste, o disco é colocado no toca-discos e o braço é levado até a seção em branco. As forças de controle anti-derrapantes são então ajustadas de maneira que o braço permaneça imóvel enquanto rastreia a porção em branco. Isto indica que a força de derrapagem centrípeta está sendo contrabalançada pelo mecanismo anti-derrapante do toca-discos e o ajuste está correto. Um ajuste feito desta maneira estará num nível mínimo, uma vez que a força derrapante desenvolvida tocando-se a porção em branco do disco é substancialmente menor do que a sofrida tocando-se os sulcos intensamente modulados.

Outros pontos importantes num processo de ajustamento estão relacionados com o caminho do sinal desde o toca-discos até o pré-amplificador. Devido ao baixo ruído intrínseco dos modernos amplificadores, qualquer zumbido ouvido durante a audição de um disco é indício de que alguma coisa vai mal, geralmente no caminho do sinal. Este zumbido poderia ser o resultado de fios soltos, corroídos ou defeituosos, tomadas quebradas ou terminal terra danificado. Se forem verificadas todas essas possibilidades e o problema ainda persistir, o sistema pode estar sofrendo de algum tipo de malha de terra. Experimente conectar o receptor à terra, ou tente desligar o terminal terra do toca-discos do receptor. Qualquer ajuste que elimine o zumbido será aceitável. Em alguns casos o fio de um toca-discos, se colocado próximo a uma linha de alimentação, pode induzir zumbido. Verifique se os cabos estão separados. Com cápsulas de saída baixa e bobinas móveis, ou se os fios tiverem de ser ligados muito próximos, às vezes é bom embrulhar cada um dos fios em papel de alumínio.

A retroalimentação do sistema, desde os alto-falantes até o toca-discos, pode provocar uma coloração de graves. O melhor teste para esse problema é dar batidinhas na superfície do toca-discos durante a audição de um disco no volume ligado o mais alto possível. É quase certo que haverá um "tump" no alto falante, porém se o "tump" for acompanhado por um som mais agudo, o sistema será suscetível a problemas de retroalimentação. Mudar o toca-discos para um local menos afetado pela informação de graves da música será a solução mais simples, apesar de se revelar necessária em certos casos renitentes.

Os aficcionados de áudio, bem como os pilotos de carros de corrida, estão continuamente a procura de um desempenho um pouco melhor para seus equipamentos. Às vezes o preço da qualidade é alto, mas é verdade também que alguns notáveis aperfeiçoamentos no desempenho sonoro de um sistema podem geralmente ser obtidos apenas casando-se e afinando-se os equipamentos. E sem dúvida até mesmo o velho Bentley andava melhor depois de uma boa regulagem.

© Copyright revista Audio

COMO SE FAZ UM

disco

A primeira coisa a ser feita é a gravação, geralmente em fita, embora em alguns casos possa também ser feita diretamente sobre um disco de acetato. Em seguida a gravação é transcrita da fita para o acetato, depois para a matriz. O processo seguinte é a prensagem, feita a partir da matriz, seguido pela embalagem e distribuição. Contudo, durante cada um desses processos, são inúmeras as medidas de segurança necessárias para assegurar a qualidade do produto final.

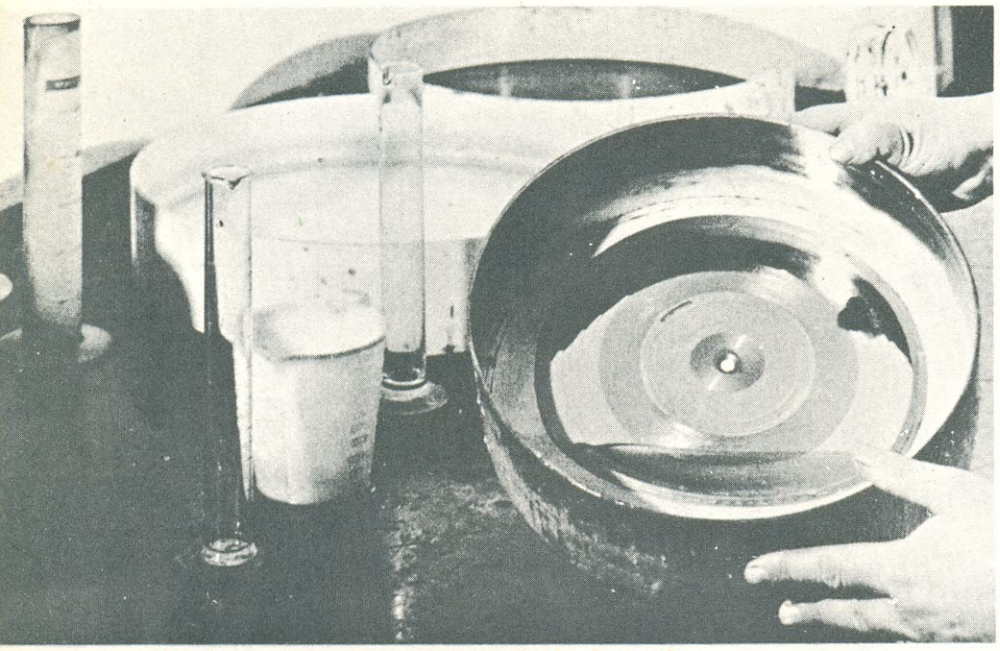
Neste artigo — que complementa matéria já publicada por NE anteriormente ("Fabricando Discos", NE n.º 14) —, tratamos das principais medidas de controle adotadas pelas gravadoras para garantir o bom nível dos discos produzidos.

Apesar de aparentemente simples, o processo de produção de discos é bem mais complexo do que pode parecer, empregando aparelhos sofisticados, técnicos especializados e materiais cuidadosamente temperados, tudo para que os consumidores mais exigentes possam apreciar um produto final sem falhas ou deficiências de fabricação.

A transcrição da fita gravada para o disco de acetato é feita por meio de uma cabeça de gravação equipada com uma agulha de características adaptáveis, excitada por um amplificador munido com controles de tons extremamente complexos. Os sinais da gravação, apropriadamente amplificados, fazem vibrar a agulha da cabeça de gravação, que talha um sulco ondulado e modulado, em espiral, sobre a superfície do disco. O acetato assim inscrito apresenta sob muitos aspectos as mesmas características de um disco, com a única diferença de que não é ouvido. Ao invés, tratando-se de material isolante (o alumínio, condutor, torna-se isolante com a aplicação de um extrato de verniz à base de celulose), o acetato é metalizado através de um sistema eletro-galvânico por um processo em que se deposita sobre a superfície do acetato uma finíssima camada de metal. A copia metálica resultante é chamada de "madre", uma duplicata do disco de acetato. Esta "madre" é então ouvida na fábrica e passa por um cuidadoso controle de qualidade antes de ser transformada na matriz para a prensagem.

Já neste primeiro estágio de produção começam a surgir as primeiras dificuldades técnicas de gravação. O problema começa na transcrição do sulco para o acetato. Quanto mais intensos forem os sons gravados na fita, maior será a ondulação registrada no acetato, ou seja, maior será a incursão do estilete cortante da cabeça de gravação. Assim, durante a gravação do acetato, como o som gravado provoca uma modulação no sentido lateral do sulco, e como a cada som mais intenso corresponderá uma ondulação proporcionalmente maior, é evidente que um som de intensidade excessiva poderá fazer com que a ponta do estilete de registro invada o campo de um sulco adjacente. A conseqüência técnica de uma falha desse tipo é que posteriormente, durante a audição do disco, pode ocorrer que a agulha da cápsula de leitura salte de um sulco para outro em determinadas passagens da peça musical.

Por outro lado, se a ondulação ➡



1 — Metalização do acetato para a produção da matriz.

2 — Representação gráfica de um sulco registrado na matriz pelo estilete de registro da cabeça de gravação.

do sulco for mantida entre limites excessivamente rigoros, no caso de a gravação ser transferida para o acetato com um fator de amplificação muito baixo, é claro que a audição do disco deverá exigir uma posição mais alta do controle do volume. Tal procedimento, além de provocar um aumento correspondente dos ruídos de fundo — particularmente notáveis quando o disco é ouvido através de um amplificador de baixa qualidade —, torna mais audíveis os ruídos parasitas que podem ocorrer devido a defeitos mínimos do material com que o disco é produzido.

3 — Quando se extrai do disco de acetato uma primeira prensa em negativo, após o processo de metalização, esta será exatamente o oposto da matriz. Ou seja, os sulcos entalhados passam a ser salientes.

Para se compreender melhor o problema, é suficiente observar um sulco registrado em disco com o auxílio de uma boa lente de aumento para se perceber com que facilidade pode acontecer a passagem de um sulco para outro na transcrição de um som mais intenso. Além disso, um som mais intenso pode levar a agulha a fazer uma incisão mais profunda no acetato. Em gravações estéreofônicas, quando é gravado o mesmo tom puro (constituído por uma nota senoidal) com o mesmo nível e a mesma relação de fase nos dois canais, a ponta de gravação se desloca de um lado a outro, lateralmente, com uma amplitude de oscilação que depende do volume, mas que permanece com uma profundidade fixa de incisão. Entretanto, nenhuma peça musical poderá jamais conter apenas tons perfeitamente puros, com um nível constante e uma exata relação de fase entre os canais. Na realidade, uma gravação estéreo implica numa variedade quase infinita de tons musicais, com relações de fase totalmente casuais, fazendo com que a agulha se desloque tanto vertical como lateralmente. Dessa maneira, à medida que aumenta o nível sonoro dos sinais registrados, tornando as relações de fase entre os diversos sinais mais casuais, aumentará também a profundidade do sulco, assim como sua amplitude.

É esta a principal razão por que os modernos aparelhos de transcrição de fita para o acetato são equipados de um instrumento que permite ao operador controlar o excessivo defasamento entre os complexos sinais registrados. Assim, ainda durante a gravação, podem ser adotados certos procedimentos para evitar deslocamentos verticais excessivos do estilete de gravação, evitando-se os fenômenos citados acima.

Uma profundidade excessiva do sulco implica também em problemas de prensagem dos discos em série. Durante a longa série de procedimentos elétro-galvânicos de metalização — sobre os quais daremos mais detalhes adiante —, é necessário construir uma versão metálica do acetato — o chamado "original" — no qual os sulcos serão salientes ao invés de escavados. Por isso, um sulco muito profundo — como o que aparece na fig. 2 — provoca no "original" a existência de bordos mais elevados, como pode ser observado na fig. 3. E, neste caso, o bordo superior de cada sulco pode ser facilmente danificado por atrito, choque, etc. E quando o bordo do sulco em negativo sofre danos — que se manifestam sob a forma de achatamento, como no caso mostrado na fig.4 —, posteriormente, durante o processo de prensagem, os sulcos obtidos terão fundos irregulares, como pode ser visto na fig. 5.

4 — Representação gráfica mostrando como um disco pode ser danificado na parte interna de seu sulco no caso deste projetar-se excessivamente da superfície de prensagem.

Problemas Secundários

Outro problema que deve ser levado em conta na produção de discos em série é o fato inegável de ser impossível fazer com que as partes inferiores de cada sulco registrado permaneçam sempre completamente insentas de traços de sujeira, poeira ou detritos, inclusive durante os complexos processos de produção, levados a efeitos em ambientes depurados e condicionados climaticamente. Normalmente as gravadoras fazem uso de banhos de solventes extremamente onerosos, e algumas chegam mesmo a empregar aparelhos ultra-sônicos para eliminar o mais possível a presença de detritos nos sulcos durante cada um

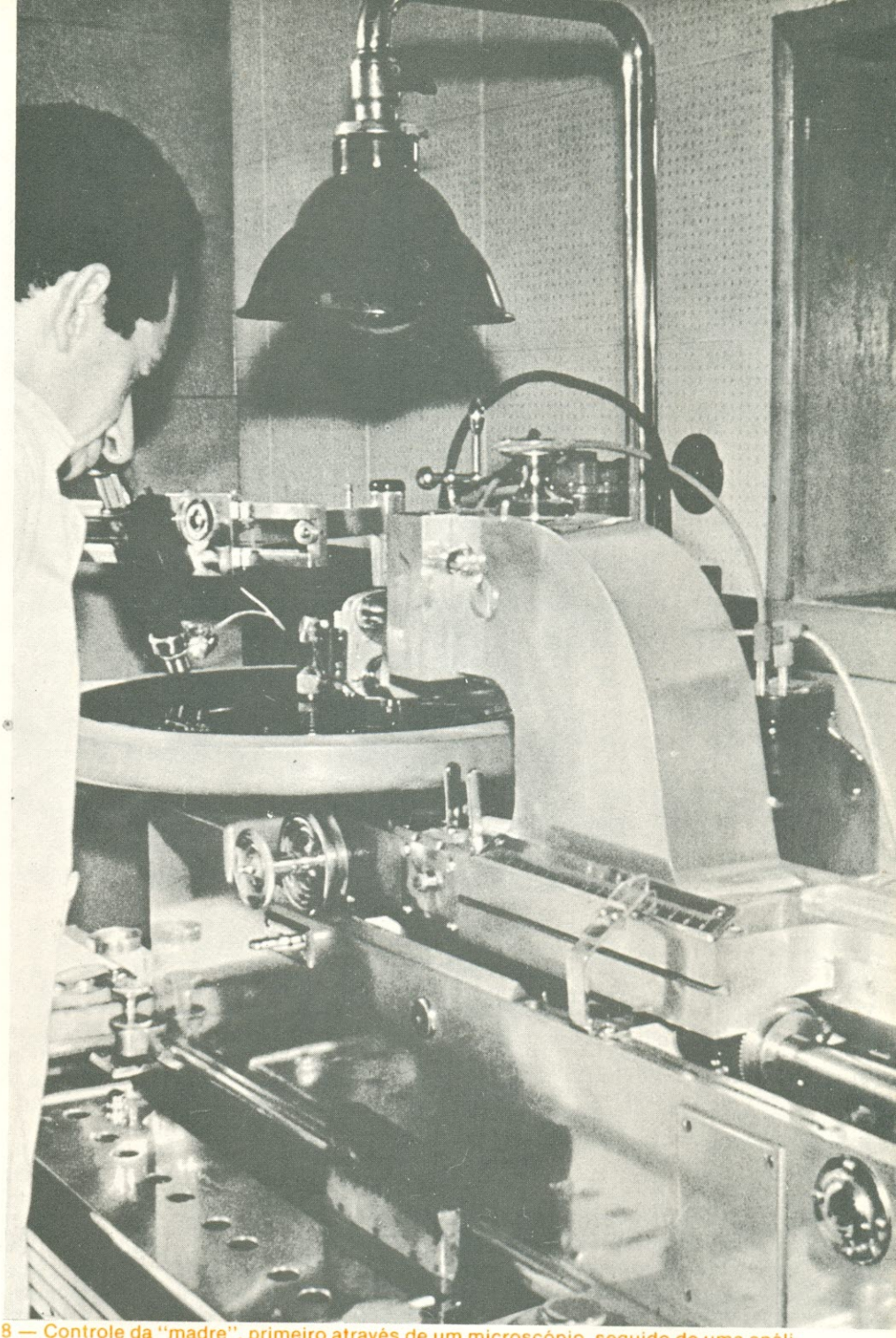
5 — O desenho coloca em evidência o que ocorre quando uma agulha normal explora um sulco danificado em sua parte mais profunda. A extremidade da agulha aparece apoiada sobre o fundo, ignorando assim as características das paredes laterais do sulco.

dos estágios da produção. Contudo, apesar de todas as tentativas, tem sido impossível conseguir uma eficiência de 100 por cento nessas medidas de controle.

Mas a poeira e os detritos não constituem problema apenas para as fábricas. Durante o manuseio normal dos discos nas casas dos consumidores, é inevitável um certo acúmulo de poeira entre os sulcos. Quando o disco é reproduzido no toca-discos, essas partículas assentadas nos sulcos entram em contacto direto com a agulha, produzindo sempre uma certa quantidade de ruído que pode ser percebido através dos alto-falantes. Este incoveniente manifesta-se principalmente se a ponta da agulha for muito fina, ou se estiver já muito gasta, pois em ambos os casos esta penetra mais do que o necessário nos sulcos. Assim, nos dois casos a agulha reproduz não apenas a ondulação do sulco que constitui a gravação propriamente dita, mas também a forma dessas microscópicas partículas, ainda que muitas vezes muitas delas acabem sendo arrastadas para fora do sulco pela própria extremidade da agulha. Porém, mesmo quando tal acontece, as partículas geralmente permanecem na superfície do disco, e cedo ou tarde acabam se alojando em algum outro sulco adjacente.

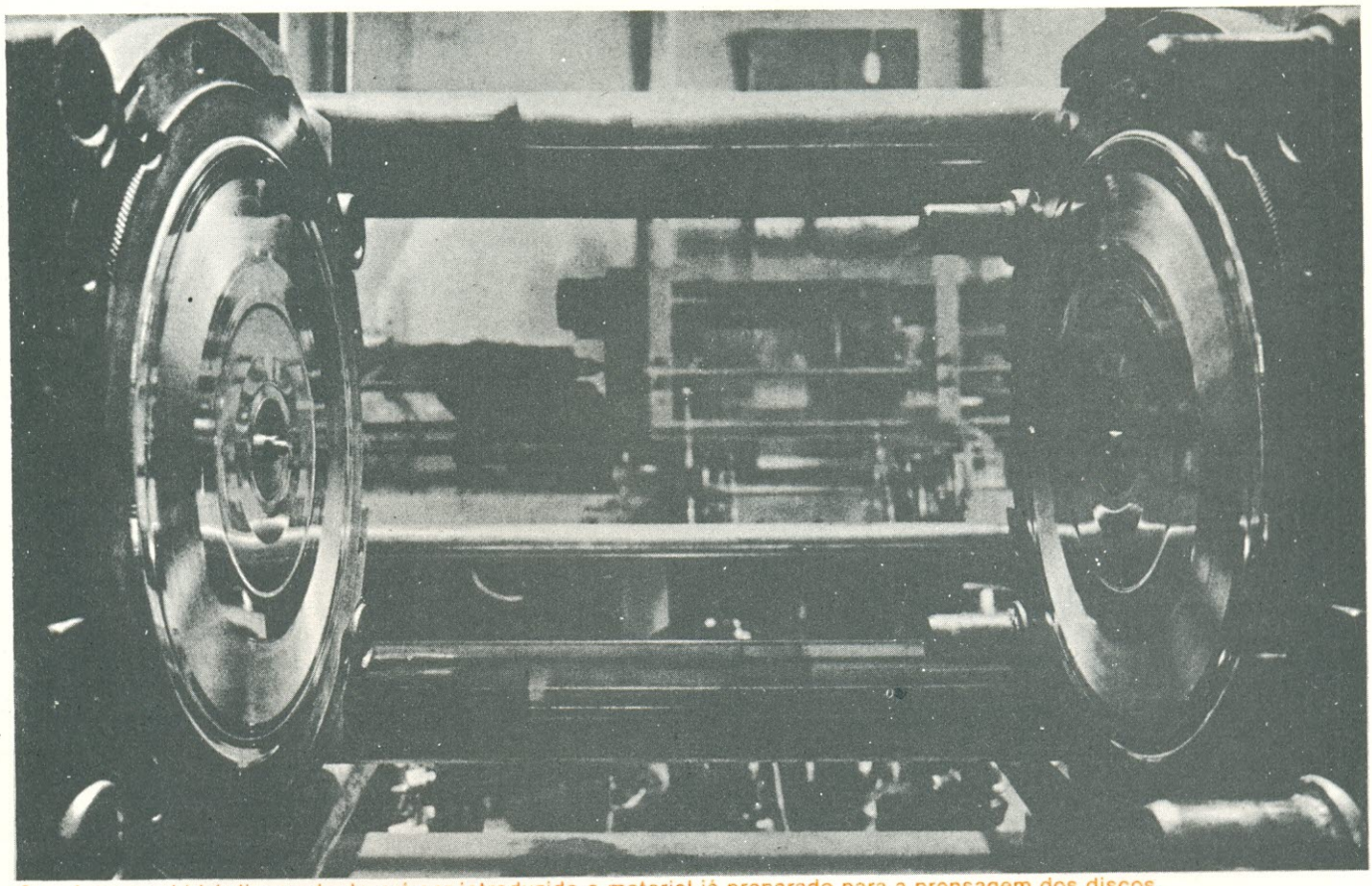
6 — Com o emprego de uma agulha de condições ideais de formato, seu funcionamento não fica senão minimamente comprometido pela eventual presença de poeira ou detritos na parte mais interna do sulco. Sem estar apoiada no fundo do sulco, a agulha não pode entrar em contacto direto com as partículas ali depositadas.

7 — Se a agulha utilizada for muito fina, ou se apresentar um formato inadequado (eventualmente devido ao desgaste), sua extremidade tende a se apoiar na parte mais profunda do sulco, e seu funcionamento fica prejudicado devido a eventual presença de detritos.



8 — Controle da "madre", primeiro através de um microscópio, seguido de uma análise da qualidade do som gravado.

Na fig. 6 pode-se notar como uma agulha nova, de dimensões apropriadas, apoia-se apenas entre as paredes do sulco de modo que sua extremidade fica sempre a uma certa distância da parte mais profun-



9 — A prensa hidráulica onde deverá ser introduzido o material já preparado para a prensagem dos discos.

da do sulco. A fig. 7, ao invés, mostra o que ocorre quando se usa uma agulha defeituosa ou já gasta devido a excesso de uso. Neste caso, a penetração da agulha se dá de maneira excessiva, e sua extremidade entra em contacto direto com os detritos eventualmente depositados nos sulcos.

Levando em conta todos esses problemas, as companhias gravadoras recomendam a seus consumidores que ouçam seus discos utilizando cápsulas projetadas especialmente para discos estereofônicos, equipadas com agulhas de safira ou diamante, tendo um raio de extremidade entre 0,0127 e 0,0178 mm. Por essa razão, um grande número de discos devolvidos às fábricas como "defeituosos" são na verdade frutos de uma deficiente reprodução. De acordo com uma recente avaliação estatística, cerca de 20% dos discos devolvidos pelos consumidores não apresentam efetivamente nenhum defeito. Os demais 80% parecem ser um problema de difícil solução, mesmo para a moderna tecnologia de que dispõem a maioria das gravadoras no mercado.

Outros Detalhes

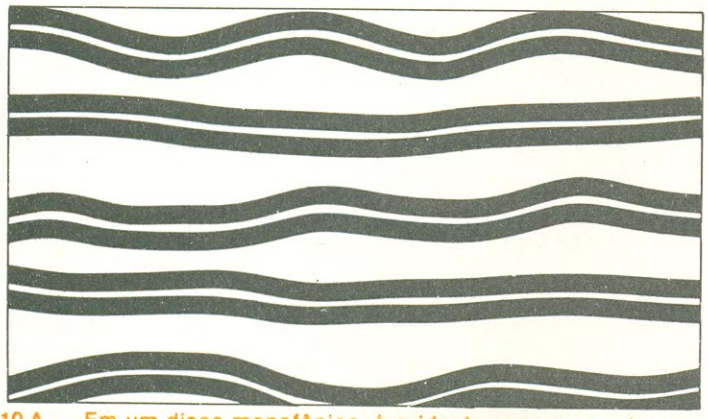
A propósito dos problemas levantados acima, vale a pena levar em consideração algumas sugestões das gravadoras aos seus consumidores. A primeira delas, talvez a mais elementar, é a de manusear o disco com cuidado, mantendo-o sempre dentro da embalagem. Outra recomendação é a de manter em uso o envelope interno também, e colocá-lo no envelope exterior sempre com sua abertura voltada para dentro, para que esta não coincida com a abertura da capa. Se, a despeito dos cuidados, for necessário fazer a limpeza de um disco, deve-se usar simplesmente um pano úmido e macio, pois a utilização de líquidos especiais de limpeza não faz senão aplicar sobre a superfície dos sulcos uma película muito fina, de expessura não necessariamente uniforme. O problema da sujeira acumulada nos sulcos não se limita a defeitos imediatos na reprodução do som. Esses detritos acumulados podem também danificar o disco fisicamente, pois ao arrastar as eventuais partículas, a agulha exerce uma maior pressão contra as paredes dos sulcos, provocando assim uma verdadeira força abrasiva. E uma vez que isto aconteça, mesmo que se consiga limpar completamente todos os detritos acumulados nos sulcos, ao se ouvir o disco será fácil notar os danos sofridos pelos sulcos.

Para as gravadoras, o problema dos detritos e partículas de poeira é dimensional. Em geral, a maioria das partículas que provocam perturbações durante a audição de um disco tem uma dimensão inferior a 10 microns. E embora seja possível obter filtros para eliminar partículas de 1 e 2 microns, é praticamente impossível empregar estes filtros quando se lida com partículas de até 20 microns de diâmetro.

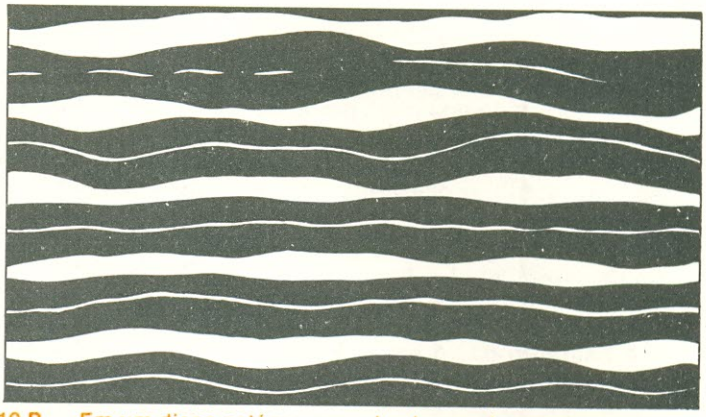
À parte os problemas já citados, existem também circunstâncias imprevisíveis que podem comprometer a integridade dos banhos galvânicos durante o processo de metalização do acetato. Isso em geral ocorre devido a eventuais irregularidades na água fornecida, e por esta razão a água fornecida às gravadoras é filtrada e analisada várias vezes por dia.

Controle de Qualidade

A foto da fig. 8 mostra como é feita a verificação da matriz, em uma



10-A — Em um disco monofônico, é evidente que o comprimento do sulco inscrito permanece constante, enquanto que a única grandeza variável é o formato do sulco no sentido longitudinal devido aos deslocamentos sofridos pela agulha durante a gravação.



10-B — Em um disco estéreo, quando observado ao microscópio, a largura no sulco não permanece constante, pois a agulha penetra mais ou menos profundamente no sulco, determinando assim uma variação da largura devido ao formato característico do estilete de gravação. Nestes casos é muito fácil que os impulsos sonoros mais altos façam com que os bordos laterais dos sulcos adjacentes se toquem, com o perigo que a agulha salte de um sulco a outro.

rigorosa análise microscópica dos sulcos. Na eventualidade de ser detectado algum incoveniente, é possível ainda evitar que qualquer eventual defeito acabe presente em toda produção.

Para se ter uma idéia das dificuldades encontradas no controle de qualidade dos discos produzidos, reproduzimos na fig. 10 dois exemplos de sulcos gravados. Na fig. 10-A é possível observar as características de uma gravação monofônica na qual os lados de cada sulco, mesmo se ondulados, são paralelos entre si, pois a agulha grava o sulco com uma profundidade constante, sofrendo deslocamentos apenas laterais. Na verdade, se verificarmos a largura do sulco em qualquer ponto, ou seja, a distância existente entre os bordos escuros, pode-se observar que esta distância permanece rigorosamente constante ao longo dos sulcos. A foto da fig. 10-B mostra as características dos microssulcos modernos, do tipo estereofônico. Nota-se, além das ondulações do sulco, as diferentes profundidades de cada sulco, devido a modulação no sentido vertical, ao invés de horizontal.

Em ambos os casos, com o auxílio de um microscópio e outros instrumentos especiais, é possível detectar a presença de detritos que podem ser eliminados diretamente sobre a "madre" metálica, evitando-se assim que o defeito seja reproduzido em todos os discos estampados durante a produção.

Os problemas de metalização

Uma das fases mais complexas da produção de um disco consiste na metalização do disco de acetato e na produção de uma matriz metálica de grande resistência para a prensagem dos discos. Esta matriz metálica não é nada mais do que um negativo do disco de acetato, e como já observamos anteriormente, seus sulcos estão em relevo.

Um dos principais problemas encontrados nessa fase diz respeito a uma excessiva protuberância dos sulcos da matriz, pois neste caso não apenas torna-se fácil danificar a matriz durante sua manipulação como também podem ocorrer interferências, como eventuais problemas com o fluxo de líquido de metalização durante o banho.

As prensas mecânicas adotadas pela maioria das companhias gravadoras é resultado de muitas pesquisas. O material empregado na fabricação dos discos é o polímero de vinil, sempre adquirido em grandes quantidades pelas fábricas, geralmente fornecido sob forma de um pó branco constituído de minúsculas esferas. O material é então misturado com substâncias estabilizadoras e negro de fumo — o que dá aos discos sua tradicional aparência — antes de ser utilizado na máquina de prensagem. Também aqui os cuidados são rigorosos: é importantíssimo que a mistura seja feita de tal modo que os vários componentes sejam perfeitamente integrados e distribuídos na mesma proporção no disco todo. Uma mistura inadequada pode provocar ruídos de superfície no disco, fenômenos de deslizamento, etc., mesmo que o disco pareça perfeito quando examinado ao microscópio.

O tratamento do material permanece um segredo bem guardado pelas gravadoras, tanto no que diz respeito à composição como quanto ao sistema de cozimento da mistura. A quantidade de material introduzido na prensa faz-se automaticamente, enquanto que a extração do disco já prensado é feita manualmente. Além do que, o tipo de polímero empregado depende também do processo de prensagem. Para prensagem automática o material deve ser mais elástico, enquanto que a mistura empregada nas prensas manuais deve ser mais consistente.

Os dois tipos de material apresentam vantagens e desvantagens. Uma mistura muito dura possibilita a obtenção de um produto final mais resistente, mas implica também num maior nível de ruído de superfície. Por outro lado, uma mistura mais elástica resulta em discos com menos ruídos de superfície, porém mais sensíveis a atrito e arranhões. Como é fácil observar, os discos prensados com material mais duro são mais duráveis, e podem ser tocados um número maior de vezes sem grande desgaste, se comparados aos discos prensados com material mais maleável.

Defeitos Mecânicos

Um dos defeitos mecânicos mais comuns na produção de discos diz respeito ao furo central. Os padrões internacionais estabelecem um erro máximo de 0,25 mm, ainda que algumas gravadoras mantenham uma tolerância entre um mínimo de 0,3 mm e um máximo de 0,38 mm. Uma maior excentricidade do furo central de um disco pode provocar defeitos que serão facilmente percebidos pelos audiófilos mais exigentes.

Ao contrário do que se poderia

imaginar a primeira vista, a qualidade de um disco será bem melhor se o material plástico empregado em sua fabricação tiver sido reciclado. Na prática, os discos mais perfeitos são produzidos exclusivamente com material recuperado de discos antigos. Entretanto, é claro que nenhuma fábrica usa apenas materiais reciclados em toda sua produção, e consequentemente o percentual de material reciclado — proveniente de quebras, perdas de produção, etc. — é bastante baixo em relação ao total da produção.

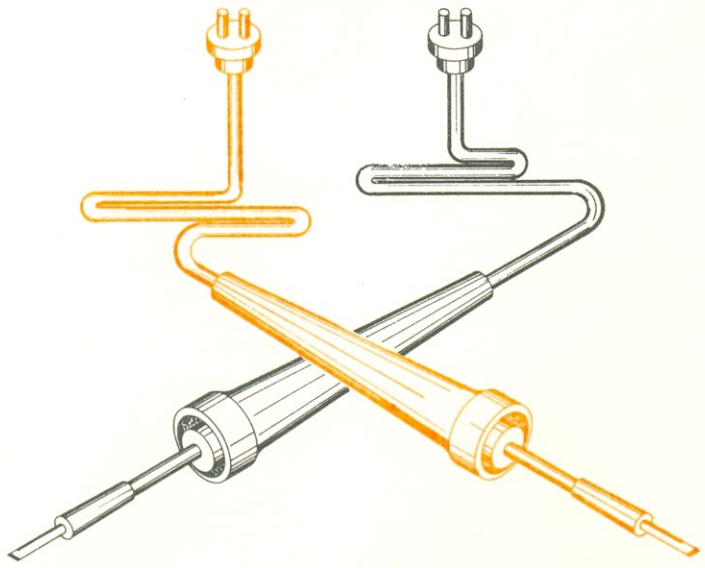
Colocação de Etiquetas

A colocação das etiquetas sobre os discos produzidos é feita durante a prensagem, quando o operador coloca na prensa a quantidade de material pré-aquecido. As etiquetas são então aplicadas aos dois lados do disco, ficando inteiramente incorporadas ao produto final. Contudo, como as etiquetas são de papel, apresentando por isso uma estrutura molecular totalmente diferente da do material em que serão aplicadas, pode ocorrer que estas venham a exercer uma certa tensão sobre o disco à medida em que este se resfrie. Por esta razão, as etiquetas são marcadas com uma seta no verso, de modo que o operador saiba em qual direção estas devem ser aplicadas aos discos para que a pressão exercida em cada lado do disco seja devidamente neutralizada.

Retoques Finais

Além dos "controles de rotina", realizados durante os vários estágios da produção de um disco, as gravadoras costumam colher por amostragens alguns exemplares para uma verificação mais cuidadosa. Em geral as gravadoras ouvem um disco em cada 250, dependendo do ritmo da produção. Às vezes a porcentagem pode subir para um disco em cada 180. Outra medida adotada por algumas gravadoras é a produção de uma série reduzida de discos antes do O.K. afinal para a produção.

Acreditamos que este artigo não vai transformar o leitor num perito em fabricação de discos, mas sem dúvida poderá dar uma boa idéia das dificuldades enfrentadas pelas gravadoras para preservar a qualidade de uma produção em série cujo produto final é algo tão sutil e delicado quanto um disco e seus sensíveis microssulcos.



VEJA (E CONTROLE) OS PICOS EM SEU EQUIPAMENTO DE ÁUDIO.

A seção Prática está de volta este mês, com um circuito retirado da conhecida revista italiana Onda Quadra e testado em nosso laboratório. Trata-se de um *indicador de pico para áudio,* dispositivo de grande utilidade a ser empregado em conjunto com o medidor normal de saída do equipamento de som.

Relação de componentes
R1 — 220 k
R2 — 47 k — trimpot
R3 — 2,2 M
R4 — 12 k
R5 — 220
R6 — 5,6 M
Obs.: Todos os resistores em ohms, 1/4 W, 10%

C1 — 10 µF/10 V — eletrolítico ou tântalo
C2 — 0,1 µF
Q1 — BC 237
D1 — FLV 110 ou um LED equivalente
CI1 — 555
B1 — bateria de 9 V
Placa de circuito impresso
Chave liga-desliga
Conector para bateria
Fios para ligação
Cabo coaxial

Componentes opcionais
R7 — ver texto
D2 — Zener de 9,1 V/400 mW

A interpretação errônea dos medidores de saída tipo "VU meter" (VU de 'Volume Units'), normalmente presentes em "tape-decks", gravadores de rolo e amplificadores de qualidade, é um fato bastante conhecido. Os erros de interpretação se devem, em geral, à inércia mecânica do ponteiro do instrumento medidor, que o impede de registrar picos de sinal, ou seja, momentos de nível batante elevado e curta duração. Sendo assim, os "VUs" indicam apenas o nível médio do sinal. Esses "picos" existem em composições de qualquer gênero musical, exigindo um bom ajuste dos controles de nível do equipamento, a fim de evitar danos ou distorção.

A solução para esse problema é o indicador de pico, instrumento que aponta esses breves surtos de sinal e é totalmente isento de inércia. O indicador de pico, por isso, deve ser totalmente eletrônico e dar suas indicações por meio de lampejos luminosos. Por outro lado, ele não substitui o medidor de saída "VU": complementa-o. A utilização dos dois instrumentos, em conjunto, possibilitará os melhores ajustes no nível do sinal.

Princípio de funcionamento

O diagrama de blocos do indicador pode ser apreciado na figura 1, numa aplicação típica. Vê-se que é dividido em três estágios básicos: atenuador variável, amplificador e monoestável. O sinal, ao ser aplicado ao indicador, passa primeiramente pelo atenuador, a fim de ter seu nível ajustado às necessidades do circuito. Em seguida, atravessa um amplificador, encarregado de excitar um circuito monoestável que,

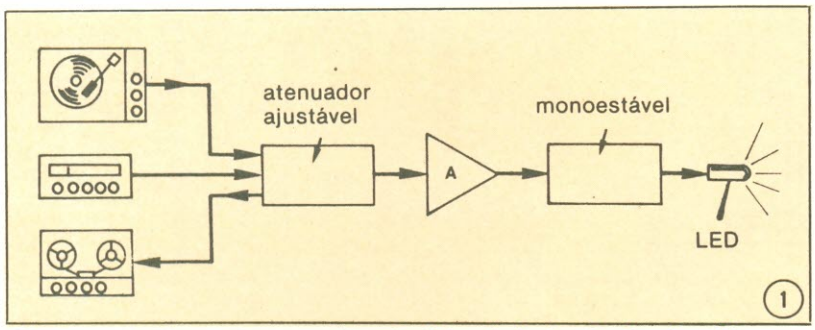
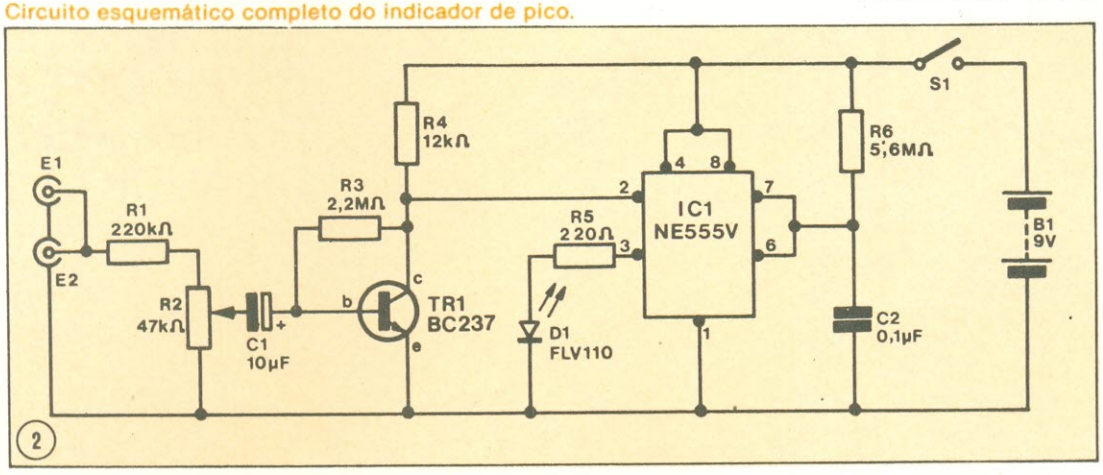


Diagrama de blocos de uma aplicação típica do indicador de pico. Observe que o sinal é enviado simultaneamente ao gravador e ao indicador.

Circuito esquemático completo do indicador de pico.



por sua vez, excita o diodo LED. Sempre que a saída do amplificador tiver um nível suficiente, provocará o acionamento da unidade monoestável e o acendimento do LED (por um tempo máximo de 0,5 s), denunciando a condição de sobrecarga, mesmo no caso de pulsos de curtíssima duração.

A versão prática de um indicador de pico é bastante simples e deve exercer duas funções principais: em primeiro lugar, o circuito deve responder apenas a momentos de pico do sinal e não a momentos de nível médio. Em segundo lugar, precisa prolongar, em suas indicações, a duração desses breves picos de sinal, para que nossos olhos possam percebê-los.

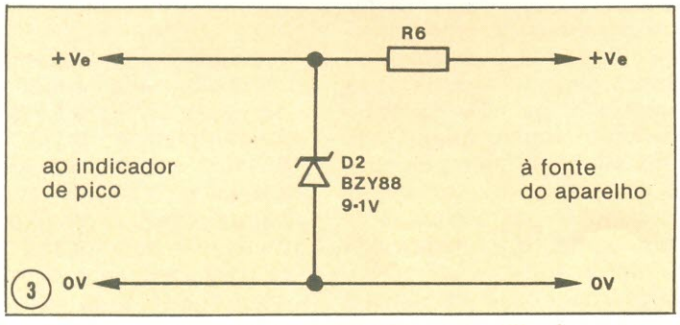
Um circuito prático de um indicador de pico, pronto para ser utilizado, aparece na figura 2. Ele se baseia no emprego de um temporizador 555 ligado como multivibrador monoestável.

Os sinais que surgem no pino 3 desse integrado vão ocasionar o acendimento do LED, por intermédio de um resistor limitador de corrente. Tia sinais são produzidos toda vez que o pino 2 do mesmo CI é polarizado com uma tensão inferior a 1/3 da tensão de alimentação, mesmo por um breve período de tempo. O pino 2 está diretamente ligado ao coletor de um transistor (Q1), que está atuando como um amplificador tipo emissor comum; este amplificador é que recebe o sinal de entrada, vindo do atenuador variável.

No coletor do transistor está sempre presente, em condições de repouso, uma tensão aproximadamente igual a uma terça parte da alimentação (3 V, em nosso caso, já que a alimentação é de 9 V). Essa tensão tende a cair próxima de zero sempre que aumenta a corrente de coletor; e a corrente de coletor tem seu valor elevado sempre que houver um sinal de nível suficiente presente na base.

Caindo a tensão para baixo de 3 V, o monoestável é ativado e o LED acende-se. O integrado se encarrega de prolongar a duração do pulso no LED, por um período determinado pelos valores de R6 e C2. Dessa forma, em resumo, o LED é instruído a seguir os pulsos do sinal, modificando-os somente na sua duração.

A presença do trimpot R2 permite ajustar a sensibilidade do dispositivo, entre 100 mV e vários volts. O resistor R1 reduz a sensibilidade máxima de entrada a um nível adequado e, ao mesmo tempo, eleva consideravelmente a impedância de entrada.



Detalhe do estabilizador de tensão a ser utilizado, caso o indicador de pico seja instalado no interior de um dos aparelhos de som.

As opções de alimentação

O indicador deve ser alimentado com uma tensão de 9 V. A forma de fornecer essa alimentação, porém, divide-se em duas opções: por uma bateria própria ou por meio da alimentação do aparelho de som associado. Esta última é a preferida, caso o indicador seja instalado no interior do próprio equipamento, eliminando-se do circuito a bateria e o interruptor geral.

Nesse caso, entretanto, é necessário acrescentar mais dois componentes ao circuito, se a tensão do equipamento for (como geralmente é) maior que 9 V. Intercalando um

diodo zener e um resistor entre o indicador e a alimentação, teremos 9 V bem regulados para o circuito (figura 3). O zener é de um tipo bastante comum (9V/400 mV) e o resistor deve ser calculado de acordo com a tensão do aparelho e com a corrente absorvida pelo indicador, de acordo com a seguinte fórmula:

$$R7 = \frac{\text{(tensão disponível) - (9)}}{\text{corrente do indicador}}$$

É aconselhável que, antes de se instalar o circuito, seja feita uma medida precisa de seu consumo, tanto em repouso como em pleno funcionamento. Para isso, basta ligá-lo temporariamente a uma bateria de 9 V e medir a intensidade de corrente.

De qualquer modo, o consumo de corrente está ao redor de 10 mA, o que significa 100 ohms a mais, para R7, para cada volt acima de 9 V. Assim, deduz-se que R7 deve ter 300 ohms, caso a alimentação seja de 12 V; 560 ohms, para uma tensão de 15 V; 820 ohms, para 18 V, e assim por diante.

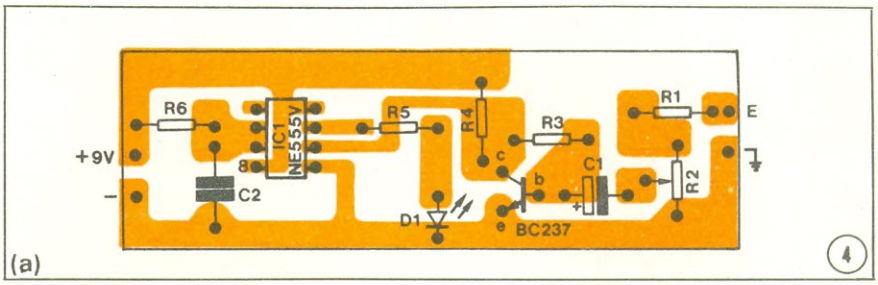
A montagem

O artigo original do indicador de pico sugere que a montagem seja feita sobre uma plaquinha de circuito impresso padronizado. Nós, no entanto, achamos melhor projetar uma placa especialmente para esse circuito; o resultado de nosso projeto aparece na figura 4, visto por ambas as faces e com todas as ligações já feitas.

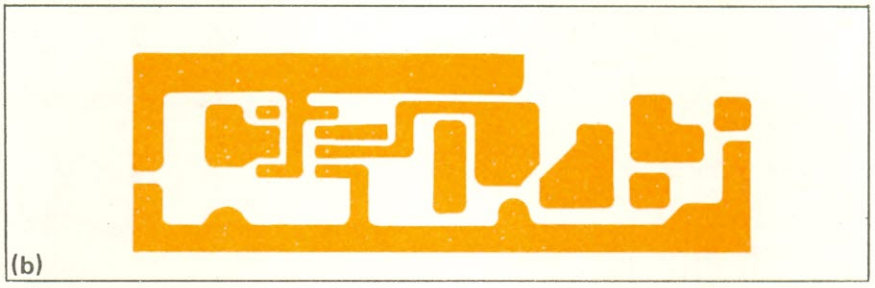
A montagem em si não apresenta problemas. Basta seguir as regras básicas de soldagem, tais como não utilizar soldador de potência superior a 30 W; não se demorar demais em cada soldagem, principalmente quando se estiver soldando pinos de componentes semicondutores; e procurar aquecer, ao mesmo tempo, o terminal do componente e o cobre da placa, a fim de evitar soldas frias ou conexões soltas. Na própria figura 4 pode-se identificar os terminais do CI, do transistor e do diodo LED.

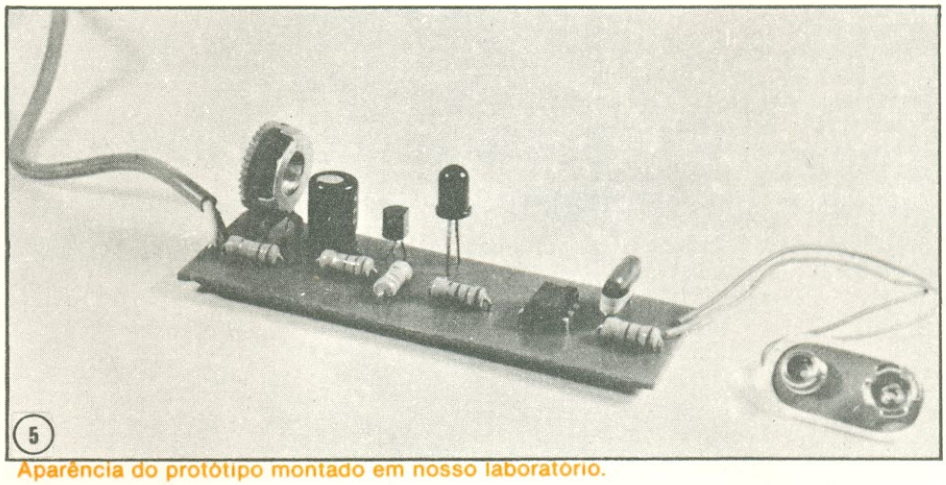
Na figura 5 temos uma boa visão de como ficou nosso protótipo, depois de pronto. A plaquinha de circuito impresso mede apenas 2,5 por 8 cm.

Se você não quiser ou não houver condições de alojar o indicador no interior do aparelho de som, a solução então é acomodá-lo numa caixa feita só para ele, metálica, de preferência. Observe que as ligações entre o indicador de pico e a aparelhagem deve ser feita por meio de cabos blindados.



Visão da placa de circuito impresso projetada por nós, pela face dos componentes, com o lado cobreado em transparência (a), e pela face do cobre (b). A figura mostra também todas as ligações necessárias.





Aparência do protótipo montado em nosso laboratório.

O ajuste final

Por intermédio do potenciômetro R2, regula-se o nível do sinal de entrada, de modo que o indicador nos forneça leituras corretas. Você mesmo poderia determinar o ponto ideal de ajuste desse potencioômetro, pelo método experimental, ou seja, ouvindo e ajustando. Já que serão os seus ouvidos os principais beneficiados pelo uso do indicador de pico, eles mesmos é que devem estabelecer o ponto de trabalho do circuito. É só verificar a influência de um certo sinal sobre, por exemplo, um gravador ou um amplificador, e girar o trimpot R2 até que os picos responsáveis pelo efeito desagradável de distorção sejam apontados pelo indicador.

Existe também o método direto, que exige a utilização do instrumento medidor de saída do próprio aparelho. Consiste em se ajustar o indicador de tal modo que ele se manifeste sempre que o sinal chegar aos +3 ou +6 dB do "VU meter".

A impedância de entrada do indicador de pico é da ordem dos 270 quilohms, valor que garante um efeito desprezível de carga em qualquer aparelho de som.

Ah, e um último lembrete: para equipamento estéreo, utilize dois circuitos indicadores, um para cada canal.

engenharia

PRANCHETA do PROJETISTA

Temporizador 555 isola equipamento de tensão excessiva de linha

R.J. Patel
Instituto Tata de Pesquisas Fundamentais — Bombaim, Índia

Instrumentos e dispositivos eletrônicos podem ser facilmente danificados quando as tensões de linha que os aciona tornam-se excessivamente altas ou baixas. Entretanto, um circuito sensível à tensão — utilizando o temporizador 555 — desligará o aparelho das linhas de alimentação no momento em que forem ultrapassados os limites estabelecidos. Este tipo de circuito oferece uma alternativa melhor para a proteção de instrumentos do que um circuito estabilizador de tensão, que se revela geralmente eficiente apenas na detecção e compensação de variações a curto prazo.

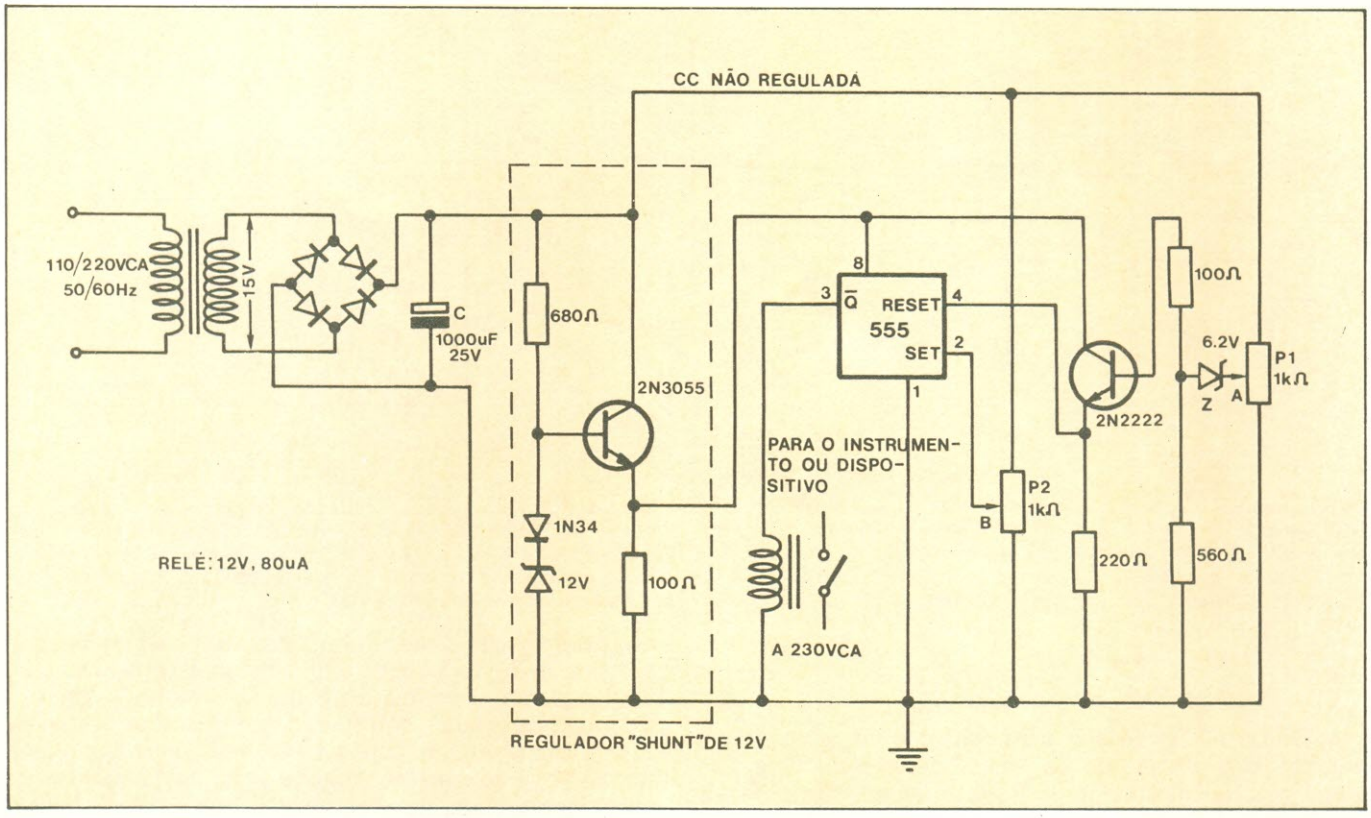
De acordo com o que é indicado na figura abaixo, a tensão de linha é convertida em aproximadamente 15 volts pelo transformador abaixador, cujo relação de espiras é determinada pela magnitude da tensão de entrada no enrolamento primário. Esta tensão é retificada, em seguida filtrada pelo capacitor C e aplica a um regulador de 12 V para polarizar o temporizador e o transmissor sensor 2N2222. A magnitude da tensão não regulada varia proporcionalmente com a tensão de linha, como de costume, e é continuamente amostrada pelos potenciômetros P_1 e P_2, os controles dos limites superior e inferior.

O temporizador 555 é usado no modo biestável, e seu estado é uma função direta das tensões em seus terminais "set" e "reset", respectivamente os pinos 2 e 4.

Em circunstâncias normais — isto é, quando a tensão de linha de alimentação estiver dentro de limites estabelecidos —, a voltagem não regulada no ponto A é suficiente para disparar o zener Z, saturando o transmissor. O pino 4 do temporizador sobe rapidamente a 12 V; quando esta tensão excede dois terços da tensão de polarização de 12 V no temporizador, ou 8 V, o pino 3 vai para o nível alto e o relé é energizado.

Se a tensão de linha CA estiver abaixo do valor baixo estabelecido, a voltagem em A estará abaixo do valor necessário para disparar o zener, e o relé será desenergizado. Quando a tensão de linha ultrapassa o limite superior estabelecido, e a tensão CC no pino 2 excede um terço da tensão de alimentação de 12 V, o relay é desenergizado à medida que o pino 3 vai para o nível baixo.

Os limites superior e inferior estabelecidos podem ser ajustados com uma precisão de ± 5 da verdadeira tensão de linha CA se forem usados potenciômetros de precisão. Não existe histerese de ponto estabelecido devido às características de ruptura de avalanche do zener Z. Quaisquer transientes gerados pela linha de alimentação tornam-se inofensivos através da ação do grande capacitor de filtro.



Monitor de tensão de linha. O circuito do temporizador 555 sente se a tensão da linha CA está acima ou abaixo dos limites estabelecidos para, em seguida, se necessário, desenergizar o "relay" de linha retirando energia do aparelho. É um circuito simples, e usa os potenciômetros de controle estabelecidos P_1 e P_2 para monitorar a tensão CC não regulada, cujo valor é diretamente proporcional à tensão CA de linha. O temporizador e o transistor 2N2222 exigem que a fonte de alimentação seja regulada.

© Copyright Electronics

Amplificador Operacional compara magnitudes de tensão bipolar

F.N. Trofimenkoff e R.E. Smallwood
Universidade de Calgary, Alta., Canadá

O circuito ponte com amplificador operacional mostrado na fig. 1 é um comparador de "janela" para sinais bipolares, e indica quando a magnitude do sinal de entrada excede um valor pré-estabelecido. A seleção de valores do resistor estabelece níveis de acionamento positivo e negativo, independentemente, de maneira que os níveis de disparo para as duas polaridades não precisam ser iguais.

Para analisar o circuito, vamos inicialmente ignorar o diodo de grampeamento de saída. Os diodos de entrada isolam um dos dois caminhos do sinal, dependendo da polaridade de e_i. Para e_i positivo, temos:

$$e_o = -(e_i - e_d)\,(R_2/R_1) - e_r\,(R_2/R_3)$$

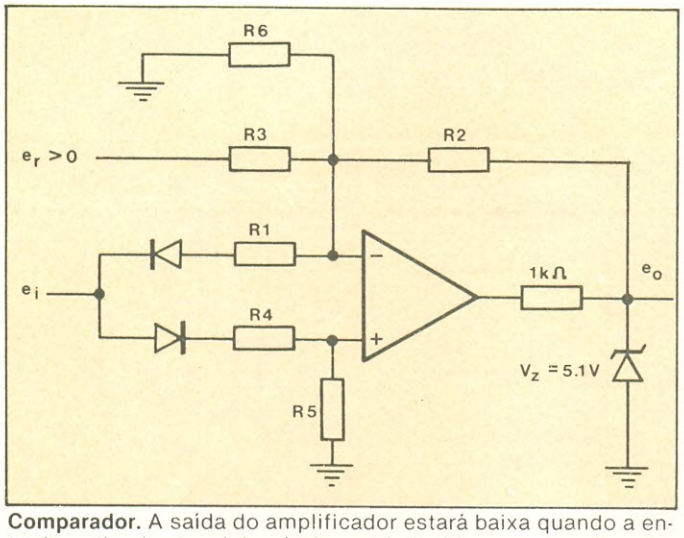
onde e_d é a queda através do diodo quando este conduz. Para e_i negativo, temos:

$$e_o = (e_i + e_d)\,\frac{[1 + (R_2/R_3) + (R_2/R_6)]}{[1 + (R_4/R_5)]} - e_r(R_2/R_3)$$

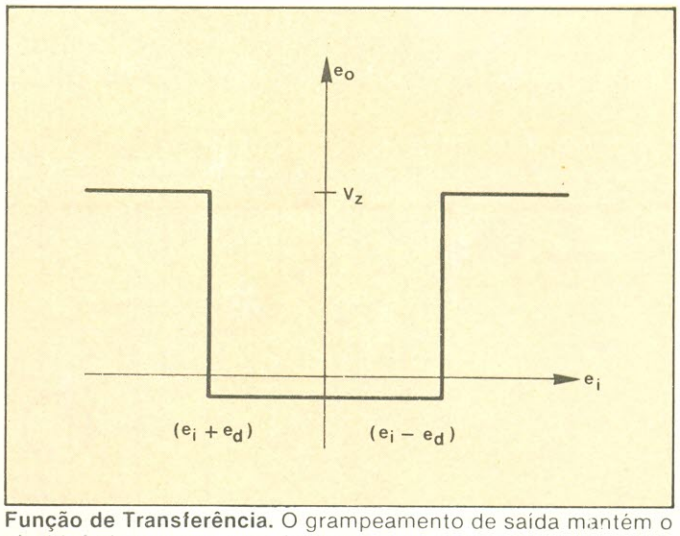
Os pontos de chaveamento são definidos fazendo-se $e_o = 0$ em cada uma das expressões. Para e_i positivo, temos:

$$(e_i - e_d) = e_r(R_1/R_3) \qquad (1)$$

e para e_i negativo, temos:



Comparador. A saída do amplificador estará baixa quando a entrada estiver entre dois níveis estabelecidos por escolha das resistências, e alta quando estiver fora destes níveis. Os dois níveis de acionamento são independentes.



Função de Transferência. O grampeamento de saída mantém o nível inferior apenas uma fração de volt abaixo do terra. A função complementar será obtida invertendo-se os dois diodos de entrada e a tensão de referência.

$$(e_i + e_d) = \frac{-e_r\,[1 + (R_4/R_5)]}{[1 + (R_3/R_2) + (R_3/R_6)]} \qquad (2)$$

Se os níveis de disparo positivo e negativo devem ter a mesma magnitude, então os coeficientes de e_r nas equações (1) e (2) são iguais. Essa igualdade faz com que:

$$[1 + (R_3/R_2) + (R_3/R_6)] = [1 + (R_4/R_5)]\ (R_3/R_1) \qquad (3)$$

Se os níveis de chaveamento forem diferentes, as equações (1) e (2) devem ser usadas para determinar a razão entre os resistores. Porém, a despeito dos níveis, R_2 é muito grande, e pode até mesmo ser infinita — isto é, o circuito pode ter uma configuração de elo aberto —, para fornecer o máximo de ganho, providenciando assim uma rápida transição entre os estados de saída nos pontos de chaveamento.

O circuito pode ser simplificado se, por exemplo, a tensão de referência for maior do que o ponto de chaveamento desejado. Nesse caso, $R_4 = 0$. Se for menor, então R_6 é retirado do circuito. Para um chaveamento simétrico — fazendo $R_4 + R_5$ aproximadamente igual a R_1 — consegue-se a equalização das correntes do diodo, alcançando assim um melhor casamento entre as quedas de tensão diretas dos diodos.

Se o grampeamento de saída for levado em consideração, ele evita que o nível inferior da saída fique mais do que levemente negativo, como mostrado na fig.2. O complemento desta função de transferência é obtido alterando-se as polaridades dos diodos de entrada e da tensão de referência.

Como um exemplo de projeto, suponhamos ser necessário pontos de chaveamento de ±10,0 volts, e $e_r = 15$ V. Suponhamos $e_d = 0{,}5$ V, e usemos 11 quilohms para R_1, e um circuito aberto para R_2. As equações (1) e (3) mostram que $R_3 = 17{,}4$ quilohms, $R_4 = 0$, $R_5 = 11$ quilohms e $R_6 = 29{,}9$ quilohms. Construindo o circuito com estes componentes, os valores medidos nos pontos de chaveamento serão -10,12 e + 10,15 V. O verdadeiro chaveamento é completado durante uma alteração de menos de 1 milivolt na entrada, pois o ganho do amplificador é alto e a configuração do elo aberto é usada.

Este circuito simples tem algumas desvantagens, entre elas as quedas diretas de tensão dos diodos de entrada, que são significativas. Conseqüentemente, o circuito não pode ser operado próximo de $e_i = 0$. Estas quedas de tensão podem ser minimizadas com diodos de germanium ou "hot-carrier".

Outra desvantagem é que os pontos de switch-over são sensíveis à temperatura, pois as quedas diretas dos diodos têm um coeficiente de temperatura. Finalmente, a velocidade do circuito depende do tipo de amplificador operacional e do esquema de grampeamento. Usando-se um comparador no lugar do amplificador operacional, é possível obter um chaveamento mais rápido.

DISPLAY
COMPONENTES ELETRÔNICOS

Em Santos, a única casa dedicada aos estudantes e "hobbistas" de Eletrônica!

Kits Nova Eletrônica

☆ *Relógios e contagiros digitais*
☆ *Temporizadores — Luz Rítmica*
☆ *Luz estroboscópica — Amplificadores*
☆ *e muito mais*

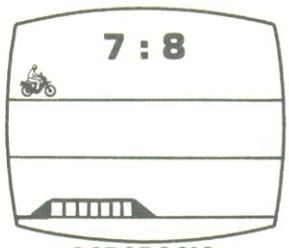
☆

Todo material para Lógica Digital

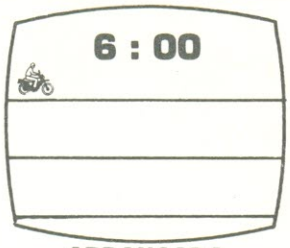
☆

Rua João Pessoa, 299 — Sobreloja — Fone: 32-7679 — Santos

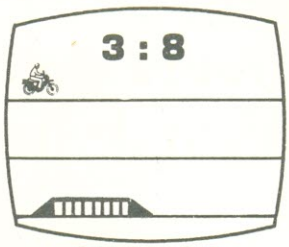
Copyright Electronics



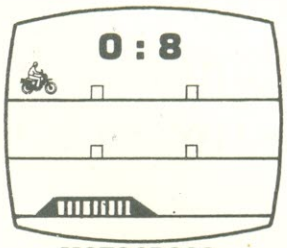
ACROBACIA AMADOR



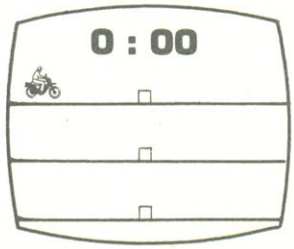
ARRANCADA AMADOR



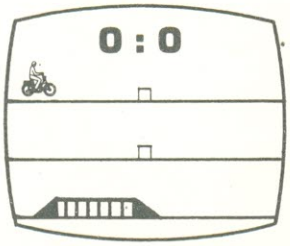
ACROBACIA PROFISSIONAL



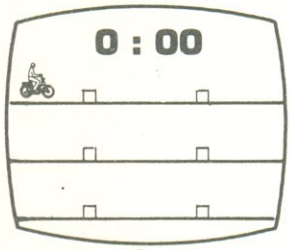
MOTOCROSS PROFISSIONAL



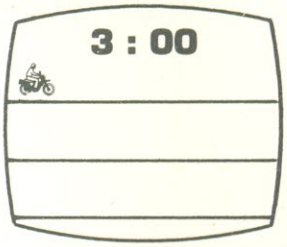
OBSTÁCULOS AMADOR



MOTOCROSS AMADOR



OBSTÁCULOS PROFISSIONAL



ARRANCADA PROFISSIONAL

MONTADO!

TELEJOGO SUPER DINÂMICO MOTOCROSS

- sem pilhas/110 ou 220v
- som amplificado
- 6 meses de garantia integral
- para funcionar, é só ligar nos terminais de antena, de seu TV a cores ou branco e preto
- acompanha manual
- ajuste automático
- controle à distância

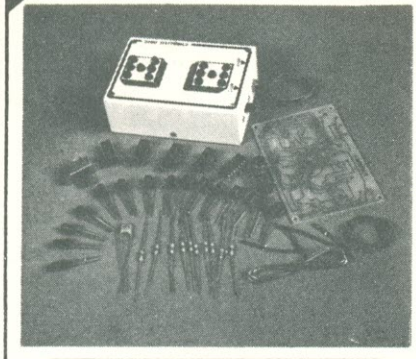
$1.790,00 (sem mais despesas) peça agora mesmo

QUALIDADE SUPERKIT

Na tela de seu TV, você fará uma moto saltar obstáculos, correr contra um cronômetro eletrônico, roncar o motor, acelerar, desacelerar, derrapar ou tombar, tudo com ruídos realísticos e amplificados. Oito tipos de jogos, diferentes graus de complexidade e o sucesso de cada jogo dependendo exclusivamente de sua habilidade de piloto. Domine sua moto. Participe do verdadeiro motocross. Acione seu SUPERMOTOCROSS.

KIT

DADO ELETRÔNICO
- monte v. mesmo -



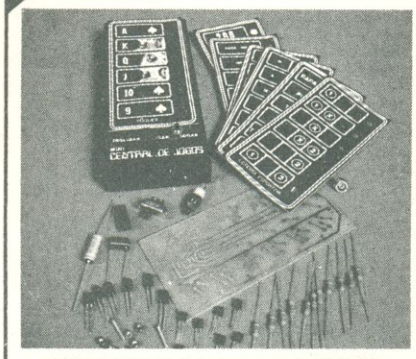
- resultado totalmente imprevisível
- montagem simples
- bela apresentação
- completo nos mínimos detalhes
- extenso manual de montagem e uso
- alimentação: 3 pilhas pequenas

$ 590,00 (sem mais despesas)

Garantia integral de 3 meses, incluindo a fase de montagem.

KIT

MINI-CENTRAL DE JOGOS ELETRÔNICOS
- monte v. mesmo -



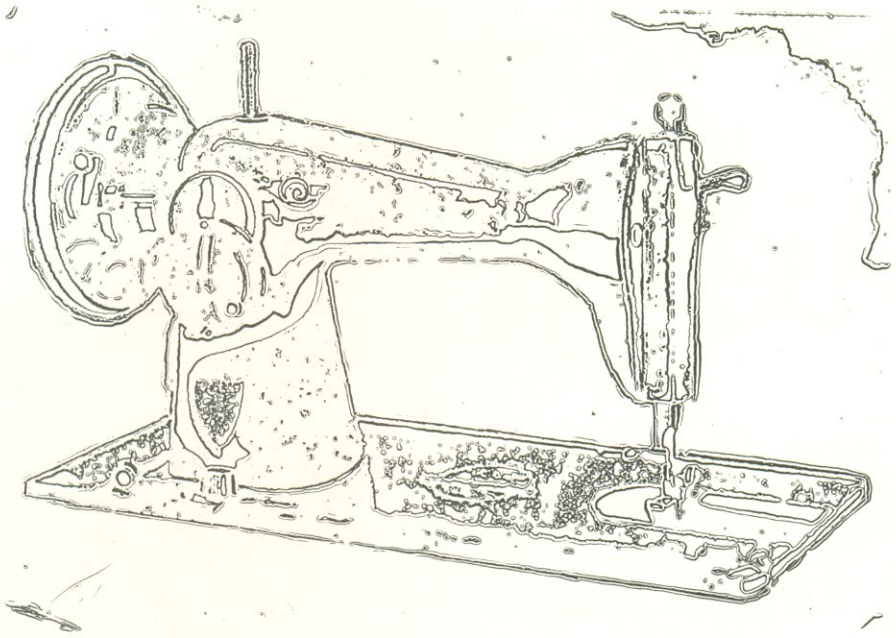
- resultado totalmente imprevisível
- montagem simples
- cartelas para 7 jogos (loteria esportiva, poquer, dados, flipper, rapa-tudo, teste de força, cassino)
- alimentação: 9v.
- extenso manual de montagem e uso

$ 690,00 (sem mais despesas)

Garantia integral de 3 meses, incluindo a fase de montagem.

Para comprar da SUPERKIT LTDA., envie cheque nominal cruzado, cheque comprado ou vale postal para: SUPERKIT LTDA. - RUA VITÓRIA, 210 - CEP 01.210 - BAIRRO SANTA IFIGENIA - SÃO PAULO - SP (fone 221-4747) ou solicite pelo Reembolso Postal, sempre citando aonde viu o anúncio. Em 24 horas seu pedido estará a caminho. ATENÇÃO: não mande dinheiro em hipótese alguma.

Máquinas de costura eletrônicas: costuram e bordam de memória.



Walter B. Hatfield, Donald R. Simon e William H. Dunn

O primeiro ramo doméstico a ser beneficiado com a substituição de componentes mecânicos por dispositivos eletrônicos foi a cozinha. Isto se deu principalmente pela simplicidade das funções a serem controladas, assim como seus tempos de operação. Contudo, quando se pensou em aplicar os mais recentes componentes eletrônicos nas operações mais sofisticadas das máquinas de costura, foi necessário muito tempo e dinheiro para desenvolver o novo projeto. Os resultados desse esforço — dois modelos de máquinas de costura recentemente introduzidos no mercado pela Companhia Singer — combinam inovações na tecnologia de controle por toque e inteligência eletrônica para simplificar o uso e funcionamento da máquina, ao mesmo tempo que acrescentam funções até então inexistentes nos modelos anteriores.

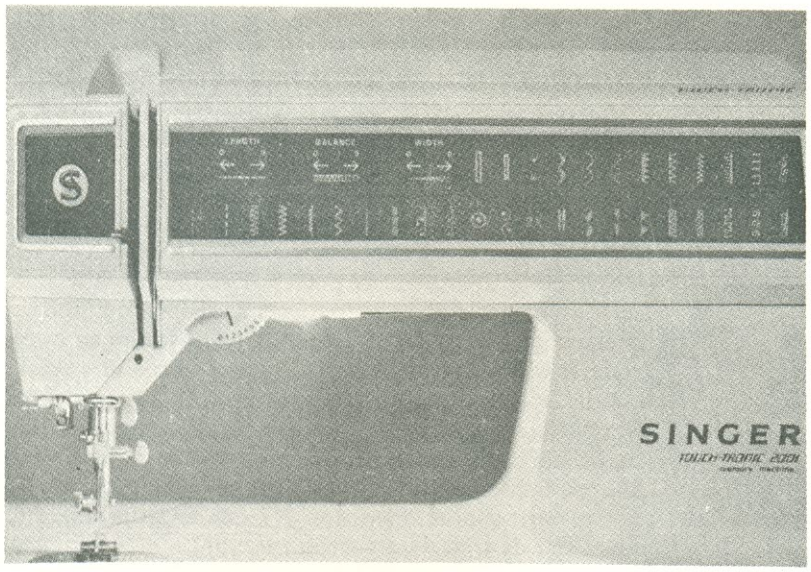
As máquinas de costura eletrônicas são mais confiáveis do que os modelos mecânicos porque têm menos peças móveis que podem falhar ou se desgastar. O número de peças no total é mais baixo também. A Touchtronic 2001, por exemplo (fig. 1), conseguiu eliminar 350 peças — entre estas muitas de precisão — de um total de 1.100 peças utilizadas em sua antecessora não-eletrônica. Além do que, os controles eletrônicos empregados tanto neste modelo doméstico como também em sua contrapartida industrial, a Centurion, permitem a utilização de equipamentos automáticos de teste para agilizar e simplificar a montagem e os testes do produto final, além de reduzir o número de ajustes mecânicos necessários.

Por que costurar eletronicamente?

As máquinas de costura mecânicas dispõem de mais de 1.000 combinações possíveis de controle, comandadas por painéis, mostradores e cames de precisão que controlam os tipos de pontos desejados. Entretanto, apenas uma pequena porcentagem destes ajustes acaba se revelando de utilidade, e geralmente toda esta sofisticação perde-se para o consumidor devido a complexidade de seus controles. Nas novas máquinas, todos os controles — com exceção da pressão do pedal, a tensão da linha de costura e o controle da potência — são construídos sobre um painel de toque, de vidro, numa seqüência simples e de fácil manipulação.

Um dos aspectos importantes das novas máquinas de costura eletrônicas é o fato de sua lógica interna poder ser pré-programada no sentido de ignorar modificações inadequadas no tipo de ponto empregado, para evitar erros do operador. Um tipo de ponto em linha reta, por exemplo, deve ser sempre ajustado à largura zero. Neste caso, e em outros os controles para a largura do ponto são cancelados, evitando assim mudanças nas posições escolhidas anteriormente. Além do que, nas máquinas mecânicas, bem como nas primeiras máquinas eletrônicas, o controle do ponto possibilita apenas uma única faixa de modificações no comprimento. Porém, para qualquer tipo, apenas uma pequena porção desta variação pode ser útil, exigindo do usuário um ajuste preciso. Na máquina Touchtronic, a faixa de controle é ligada ao tipo de ponto selecionado por seis tabelas de pesquisa de 5 bits por 20 numa memória ROM, um exemplo de como a eletrônica possibilita um número maior de funções, ao mesmo tempo que simplifica os controles. As novas máquinas permitem também:

*Maior flexibilidade na escolha do tipo de ponto. A eletrônica elimina as restrições mecânicas quanto ao número de pontos dentro dos tipos

① 

Uma máquina inteligente. Para selecionar um tipo de ponto nesta máquina doméstica, o operador toca o seu simbolo nopainel frontal de vidro. Os três digitos de sete segmentos indicam as modificações das caracteristicas básicas dotipo de ponto selecionado pelo operador.

escolhidos. Nas máquina mecânicas, em que os tipos de pontos são cortados na circunferência de um came substituível, o limite prático para o número de pontos é de 24. Os pontos podem começar ou parar em apenas um ponto da circunferência, de maneira que o número de pontos em um tipo escolhido deve dividir exatamente por 24. Numa máquina eletrônica, por outro lado, os tipos de pontos escolhidos sempre começam e param no início de um novo ciclo. Isto torna possível um processo ciclico de costura, já que um único comando repete todo um tipo de ponto por inteiro.

*Costuras mais complexas. A costura mais complexa da Touchtronic tem 59 pontos, e o número de pontos na costura de uma máquina eletrônica é limitado apenas pela quantidade de ROM determinada, atualmente exigindo aproximadamente 0,001 mm^2 de silício por ponto. Nas máquinas Singer, cada ponto é representado por uma palavra de 11 bits — 5 bits para o comprimento, 5 bits para a largura e 1 bit para o controle. A máquina domestica dispõe de 29 tipos de ponto, com um total de 512 pontos.

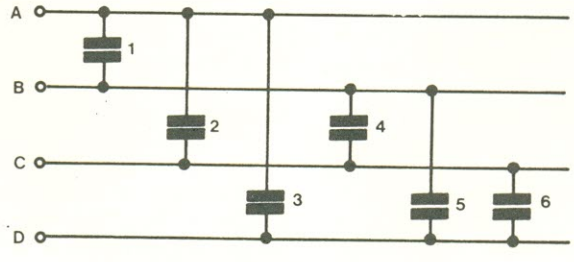
*Capacidade de aprendizado. A máquina industrial, geralmente empregada para desempenhar a mesma tarefa repetidas vezes, pode ser programada para aprender a repetir seqüências completas de costuras. Dados como a velocidade de operação, o número de pontos entre os limites da costura ou o tempo empregado pelo operador para repor o material após cada ciclo de costuras são gravados à medida que opera com a máquina em algumas amostras. Assim, à medida que o operador adianta o serviço, os dados básicos podem ser atualizados para aumentar a velocidade de operação. Quando a máquina for então mudada para costurar automaticamente, ela repetirá a seqüência de pontos estocada na memória e o operador precisará apenas virar o tecido quando a costura atingir os limites estabelecidos. No caso dos comprimentos das costuras, o número de seqüências que pode ser armazenado é limitado pela quantidade de memória, neste caso uma memória RAM, determinada durante o projeto. Para mudar qualquer caracteristica de uma seqüência, o operador insere o dado desejado através do painel de controle de toque da máquina.

Os painéis de controle de vidro frontais são de fácil utilização, tem um aspecto moderno, são fáceis de limpar e podem conter instruções de operação e gráficos decorativos. Além disso são de fabricação barata, uma vez que todas suas indicações e camadas decorativas podem ser fabricadas num único substrato.

Os painéis de vidro empregados nas duas maquinas de costura eletrônica da Singer contêm uma série de chaves de controle sensíveis ao toque. Cada chave consiste de dois eletrodos, que aparecem como uma capacitância fixa em um dos transistores casados, enquanto que ao outro é ligada uma capacitância de referência. A cada 50 microssegundos, os dois transistores são ligados e desligados, enquanto suas taxas de descarga através das capacitâncias são medidas. Quando o operador toca uma chave, a capacitância de seu dedo aumenta a capacitância da chave e alonga a constante de tempo através de um dos transistores. Isto provoca uma condição em que os dois transistores descarregam as taxas diferentes, indicando a seleção daquela chave.

Nos esquemas tradicionais de acionamento por toque, dois eletrodos de película espessa na parte de trás de um painel de vidro estao ligados através de um contra-eletrodo de película fina transparente, na parte da frente. Quando o operador toca o contra-eletrodo, a tensão é atenuada nos eletrodos posteriores. A sensibilidade deste tipo de chave de toque é uma função da espessura do vidro e da área da chave. Um forno

② LINHAS DE ENDEREÇO



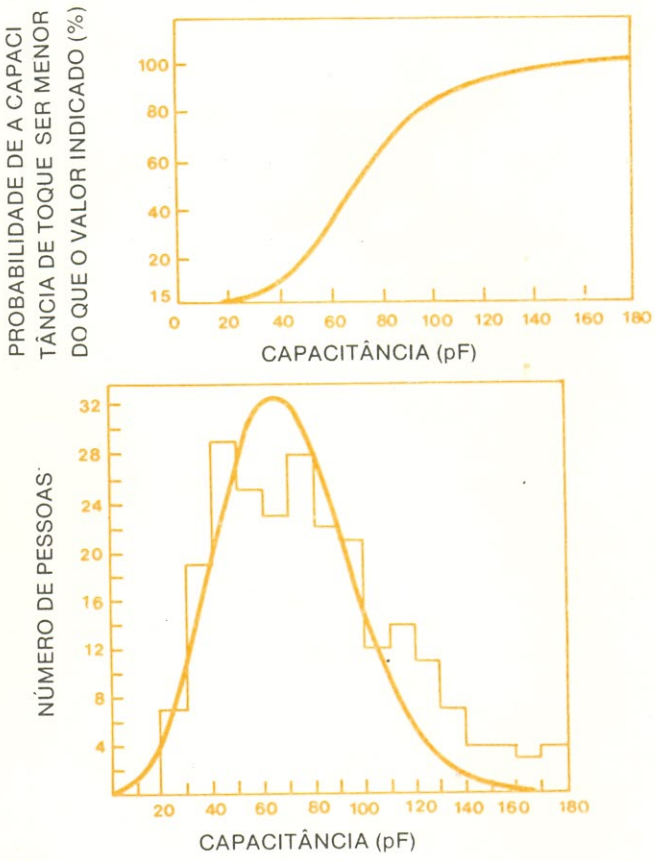
Qual a chave? Para reduzir o número de fios entre a chave de toque e o integrado de interface com o teclado, os dois eletrodos de cada chave são ligados a um único par de pinos de endereçamento no integrado. Este esquema de codificação, mostrado para seis chaves, permite que N linhas enderecem $(N^2-N)/2$ chaves.

Capacitância por estatística

Uma vez que as chaves sensíveis ao toque são acionadas pela capacitância humana, os controles devem ser suficientemente sensíveis para responder ao toque de qualquer operador, sem levar em conta suas características específicas de capacitância. As chaves devem poder ser também acionadas sem problemas com o contato dos dedos em qualquer ângulo e diferentes pressões. São poucas as informações relativas à capacitância humana na literatura técnica, e a Singer resolveu fazer seu próprio estudo, a partir de uma amostragem de 126 pessoas.

O estudo não encontrou nenhuma relação entre a capacitância e a idade, sexo, fisiologia, vestuário, cosméticos ou medicamentos ingeridos. Entretanto, a faixa de capacitâncias encontradas cabe numa distribuição de Poisson com uma variância de 7, como é mostrado na curva inferior da figura.

A curva superior é uma integração da distribuição inferior, e indica a probabilidade de um operador não conseguir acionar uma chave de toque com sensibilidade entre 0 e 180 picofarads. Com base na curva superior, a Touchtronic 2001 foi projetada para detectar um aumento de capacitância até o mínimo de 20 picofarads, o que ocorre em 98,5% dos casos.



de microondas ativado a chave de toque, por exemplo, tem uma densidade de aproximdamente 0,1 chave por centímetro quadrado.

Pelo fato de uma máquina de costura ser uma aplicação relativamente sofisticada, exigindo um grande número de controles operacionais, a instalação do painel de toque esbarrou com problemas de espaço. Para a máquina Touchtronic, era necessário espremer 41 chaves num painel de 129 centímetros quadrados. No caso de uma máquina Centurion, o espaço necessário é um pouco menor, 0,2 chave por centímetro quadrado. Duas novas abordagens de acionamento por toque foram bem sucedidas para se conseguir essas altas densidades.

Para eliminar a dependência da espessura do vidro, os dois eletrodos de cada chave estão na parte frontal do substrato de vidro. Os eletrodos são gravados por decapagem e em seguida recobertos por uma camada de vidro de 25 μm de espessura para aumentar a proteção e beleza do conjunto. (Para uma análise das características humanas de capacitância, veja "Capacitância por estatística").

Uma segunda inovação na técnica de acionamento por toque é o esquema de código empregado para endereçar as chaves selecionadas (fig. 2). Neste esquema os dois eletrodos de cada chave se ligam por um único par de linhas de endereçamento ao integrado de interface do teclado. Este esquema de codificação 2-de-N permite que N linhas enderecem $(N^2-N)2$ chaves, e uma vez a cada 720 microssegundos uma linha de endereçamento é varrida. Se o mesmo par de linhas mostrar incrementos da capacitância humana em três varreduras sucessivas, o operador estará tocando essa chave.

Os painéis de toque de vidro são fabricados deitando-se um conjunto de eletrodos de óxido de estanho, de película fina, dois por chave, sobre o lado de um substrato de vidro. Na Touchtronic, são aplicadas camadas de película fina nas partes frontal e traseira do substrato (fig. 3).

A primeira camada aplicada na parte posterior do painel, a camada dos símbolos gráficos, contém todos os símbolos dos tipos de ponto e informação sobre a capacidade da máquina. A posição e a cor desta camada, do esmalte difusor de luz e dos filtros de cor, mais a densidade óptica do próprio vidro, dão ao painel sua aparência fumê.

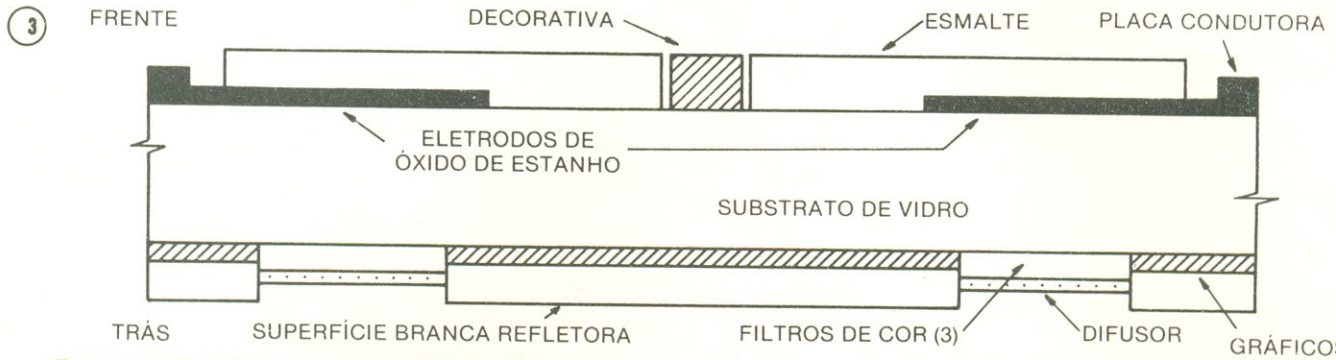
As camadas de película espessa restantes servem a propósitos mais convencionais. Na parte frontal do painel existe uma camada decorativa (nas máquinas Touchtronic uma faixa cor-de-laranja) e placas condutoras para os eletrodos de óxido de estanho. A parte traseira do substrato é recoberta com camadas brancas reflexivas e difusoras que tornam o painel visualmente atraente quando iluminado por trás. A iluminação feita por trás da área, ao redor de uma chave de toque, é possível apenas por não haver eletrodos opacos de película espessa na parte de trás do painel.

Luzes e mostradores

Quando uma máquina Touchtronic é ligada, uma série de lâmpadas incandescentes iluminam por trás as várias opções de tipos de pontos. Se o operador selecionar um tipo de ponto em que exista a opção de uso dos controles digitais, uma segunda série de lâmpadas incandescentes ilumina aquela porção do painel.

Os elementos do mostrador funcional da Touchtronic são formados por 55 diodos emissores de luz. Entre esse LEDs, 21 formam os dígitos para as funções adicionais de comprimento, largura e equilíbrio. Dos 34 LEDs restantes, 28 indicam tipos de ponto e 6 mostram funções da máquina.

Ao invés de incorrer nos custos de compra e instalação de encapsu-



Espesso e fino. Primeiro passo na fabricação de painéis de vidro de toque é a deposição dos eletrodos de película fina na parte frontal do substrato. Três camadas de película espessa são aplicadas na frente e seis na parte de trás. A ausência de camadas opacas na parte posterior permite a iluminação por trás.

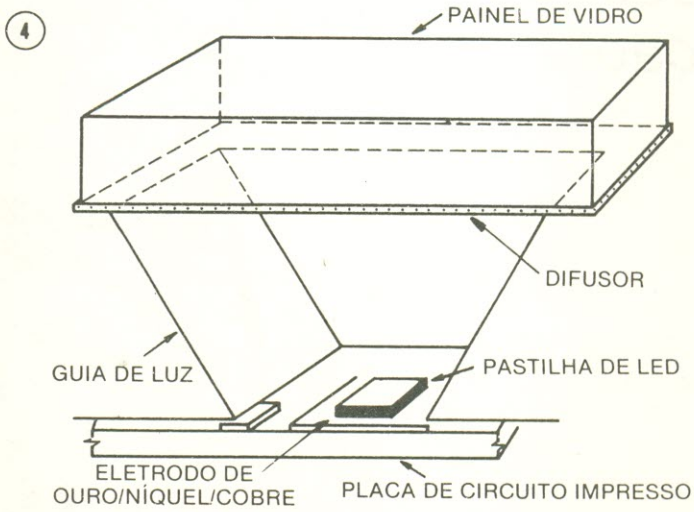
lamentos de LEDs individuais, a Singer preferiu encapsulá-los como um conjunto híbrido. Pastilhas individuais são plastificadas sobre uma placa de circuito impresso processada com uma metalização de ouro/ /níquel/cobre, em seguida tratada e ligada ultra-sonicamente com arame de alumínio/silício de 0,025 mm de diâmetro. Finalmente, o conjunto inteiro é recoberto para assegurar sua integridade mecânica.

A fig. 4 mostra o projeto óptico utilizado para explorar a saída brilhante do LED. Cada pastilha está localizada no fundo de um funil formado por guias de luz. Um difusor no alto do funil, na parte de trás de um substrato de vidro, ilumina uniformemente a área de exposição.

Os LEDs são excitados diretamente por um integrado LSI. Os três mostradores de sete segmentos são multiplexados no tempo com ciclos de trabalho de 30%; os 28 LEDs que controlam os tipos de pontos são multiplexados no espaço no formato de uma matriz de cinco-por-seis pontos; e os seis LEDs que indicam as funções da máquina são acionados diretamente. O integrado do mostrador controla também as lâmpadas incandescentes atrás do painel digital.

Na máquina industrial, quatro séries de LEDs de cinco-por-sete pontos expõem dados operacionais, enquanto que lâmpadas incandescentes chaveadas iluminam áreas de mensagem de formato fixo. Neste caso a aparência frontal do painel e a iluminação apenas das opções realmente disponíveis ajudam a minimizar as distrações do operador.

As montagens do painel de toque eletrônico da Touchtronic e da Centurion são fabricadas na divisão de controles da Singer, e envolvem a solda de pinos, empregando um processo de refluxo infra-vermelho, entre o painel de vidro e a placa de circuito impresso, que contém LEDs e lâmpadas incandescentes na superfície superior e circuitos eletrônicos na parte posterior. Cada módulo é completado inserindo-se um condutor de luz entre o painel de vidro e a placa de circuito impresso. Este condutor melhora a radiação frontal dos dispositivos do mostrador e minimiza o vazamento de luz entre os elementos.



Espalhamento. A construção típica do mostrador transforma as saídas brilhantes dos LEDs em áreas mais suaves e uniformemente iluminadas. Cada pastilha é plastificada na placa de circuito impresso, em seguida tratada, ligada e recoberta para se obter maior resistência.

Olhando o futuro

Os preços dos controles e mostradores eletrônicos têm sido bastante reduzidos, a ponto destes atualmente poderem ser instalados nos modelos mais sofisticados. Porém, se a eletrônica quiser penetrar nos modelos mais baratos, as reduções de custo terão de ser maiores, e serão resultado de uma estratégia otimizada de LSIs de aplicação geral, além de avanços na técnica de fabricação e acondicionamento de componentes eletrônicos. Dentre as aplicações atualmente previstas será o emprego de circuitos híbridos recobertos de porcelana com base de aço como uma alternativa de baixo custo e ótima qualidade às placas de circuito impresso.

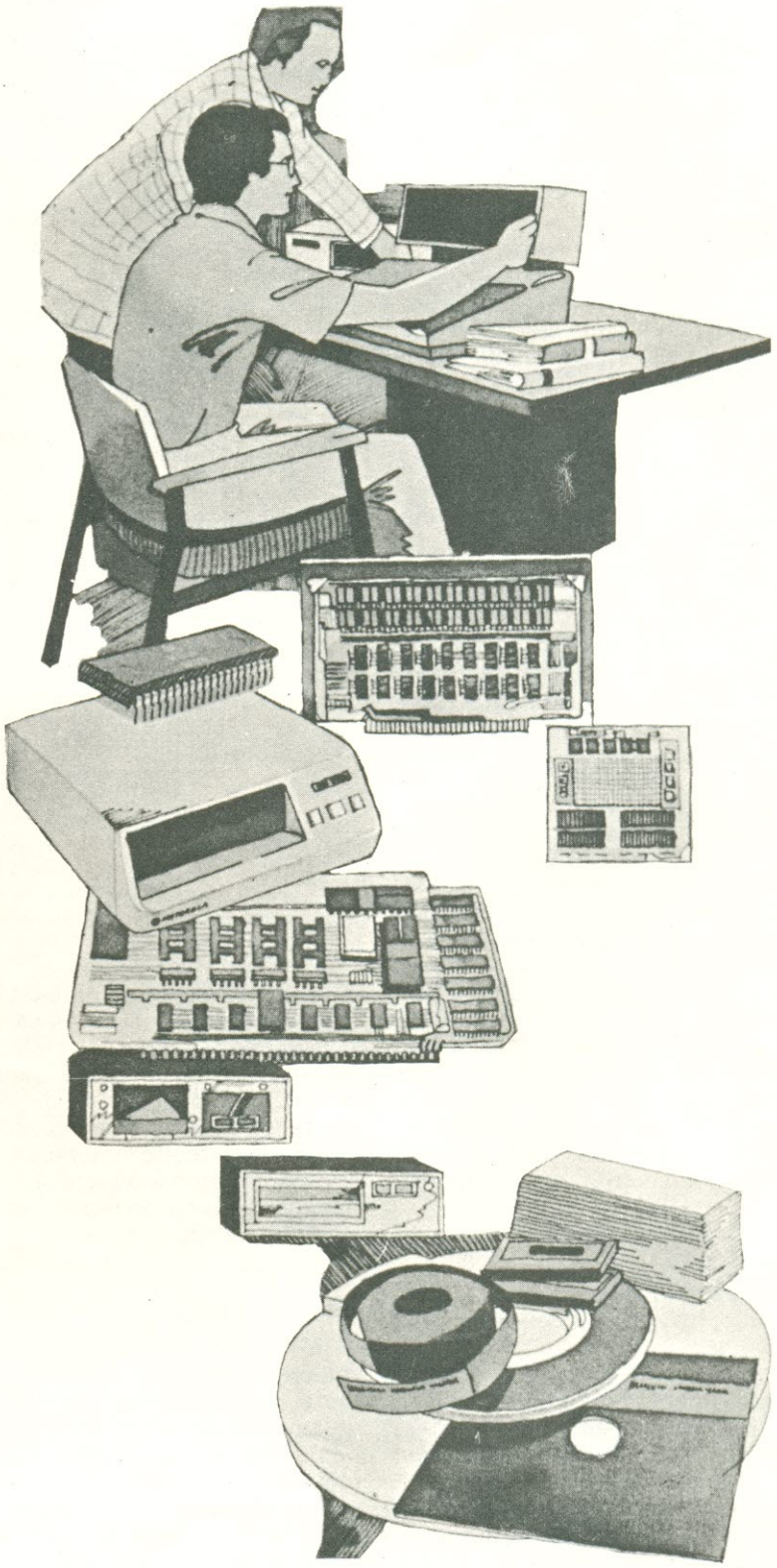
O custo dos mostradores deve ser também reduzido. Apesar de que LEDs individuais custam pouco, o grande número de LEDs exigido para aplicações mais sofisticadas, mais os custos dos condutores de luz e lâmpadas incandescentes, torna o mostrador uma das partes mais caras do controle. Mostradores de baixo custo provavelmente tomarão a forma de dispositivos acionados a LSI que podem ser fabricados com camadas da chave de toque e de película espessa diretamente sobre o substrato de vidro. Controladores integrados com mostradores de cristal líquido que já foram desenvolvidos ainda são muito caros, porém esta tecnologia ainda promete muito para o futuro.

Copyright Electronics International

byte

Micro-processadores em ação

Após o sucesso de nossa 1ª série sobre aplicações dos microprocessadores (NE 19 a 21), nesta mesma seção, decidimos lançar esta outra. Aqui, a exemplo da primeira, haverá a oportunidade de constatar a grande versatilidade desses dispositivos e também de retirar idéias para aplicações práticas



Controlador manipula bits a altas velocidades

por W.H. Seipp
Eagle Signal, Divisão de Controles Industriais, Davenport, Iowa

Os microprocessadores se dão bem no ambiente rude e movimentado dos controladores industriais, mas apresentam vários problemas sérios nessas aplicações, como resposta lenta, aplicação limitada do conjunto de instruções e comunicação complicada entre o usuário e o controlador.

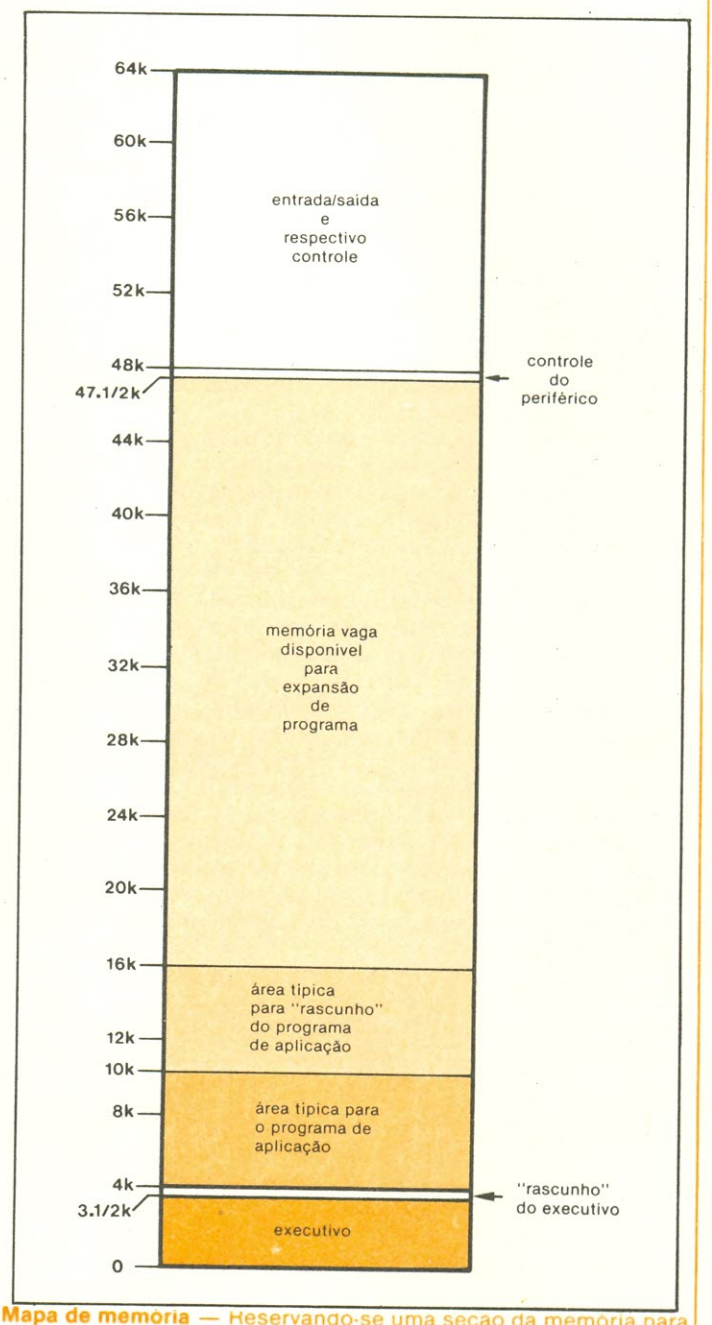
Num ambiente de processamento em tempo real, o controlador acionado a microprocessador deve ser capaz de responder a variações de entrada da ordem de milissegundos. Para minimizar o tempo de resposta do controlador, o microprocessador deve exigir um número mínimo de instruções para uma dada operação e ser capaz de executá-las a uma alta velocidade. No entanto, uma grande quantidade de instruções, por si só, não é útil. Os cálculos lógicos industriais, tais como a álgebra Booleana, são geralmente manipulações de um só bit, de forma a ser preferível, para o microprocessador, uma capacidade de manipulação de bits a velocidades elevadas.

Os usuários dos controladores lógicos programados, por sua vez, normalmente não conhecem o princípio de operação dos computadores e não tem a intenção de aprender, apenas e simplesmente para programar controladores.

A fim de solucionar tais problemas, o controlador deve utilizar programação de lógica Booleana e de lógica com diagramas-escada (ladder-diagram*). Com tal "software", o usuário nem fica sabendo que está empregando um dispositivo de computação.

No sistema de controle Eptak esses requisitos são satisfeitos ao se combinar um 8080 - dispositivo de alta velocidade com um bom conjunto de instruções — com uma lógica externa que lhe acrescenta a capacidade de manipulação de bits. No modo de operação por bits, os dados são sempre aplicados ao 8080 na posição D_0 da palavra de 8 bits, enquanto os sete restantes são forçados para o nível lógico "O". Dessa forma, as instruções-padrão do 8080 tornam-se instruções de manipulação de bits.

Esse artifício maximiza a eficiência da alocação de endereços de entrada e saída e elimina a necessidade de subrotinas de "software" para deslocamento de dados, na obtenção de informações. Ele aumenta significativamente a velocidade de cálculo em sistemas lógicos industriais, além de reduzir os custos de "software"



Mapa de memória — Reservando-se uma seção da memória para entrada/saída e seu respectivo controle, consegue-se acelerar essas funções. A área mais inferior da memória guarda o executivo, nome dado ao algoritmo encarregado de transformar o programa do usuário em linguagem de máquina.

Quatro linguagens

A fim de simplificar a comunicação para o usuário, o sistema de controle de processo Eptak pode ser programado em quatro linguagens: lógica Booleana, linguagem de controle Eptak, linguagem "assembly" e linguagem de controle de processo Eptak. Essas linguagens e mais as configurações apropriadas de "hardware" fazem do sistema Eptak uma família de controladores para a faixa existente entre controles lógicos programáveis e microcomputadores.

Os circuitos de cada módulo Eptak foram projetados tendo-se em mente os requisitos de "software". Um bom exemplo disso é o varredor de entrada analógica, que consiste em um módulo conversor analógico/digital e vários módulos de entrada analógica, cada qual com oito entradas. É necessário "software" para varrer os circuitos de entrada, mas o módulo de entrada selecionado ini-

*diagrama que mostra os símbolos reais dos componentes e a configuração básica de fiação de um circuito lógico de relés (em oposição ao circuito lógico).

cia automaticamente a conversão A/D. O "clock" de tempo real, independente do programa lógico do usuário, controla a varredura, método que permite ao sistema controlar até 100 laços analógicos por segundo, utilizando aproximadamente 11% do tempo de computação do 8080. Assim, quase 90% do tempo do microprocessador fica disponível para outras funções, tais como o programa lógico do usuário.

O conversor A/D pode ser operado também sob controle de interrupção, de modo a se requerer um mínimo de "software" suspenso para a varredura de entrada. O sistema analógico foi implementado no próprio chassis e sob controle de "software" da UCP, para que o custo fosse reduzido e para simplificar sua adaptação ao uso como controlador lógico programável. A capacidade de manipulação analógica é obtida ao se acrescentar módulos apropriados de entrada, que é quase como selecionar um controlador analógico externo tipo "plug-in". Comandos simples de "software" são utilizados na operação do subsistema analógico.

O módulo da UCP incorpora todas as características básicas necessárias a um sistema de controle. Entre essas características, estão: um sistema de interrupção por prioridade, de oito níveis (que pode ser expandido externamente para um adicional de 255 níveis); um "clock" interno, de tempo real, com ritmos de interrupção de 1 ou 10 ms, selecionados pelo usuário; circuito de acionamento automático, após falta de alimentação; acesso direto à memória; e capacidade de ampliação do sistema.

A função principal de um sistema de controle é a de monitorar e controlar um certo processo, de modo que a interação com o operador ocorra apenas durante uma pequena parcela do tempo. Sendo assim, não há necessidade de se manipular continuamente periféricos e outros dispositivos entrada/saída, tais como teclados; ao invés disso, a ação tem início quando um dipositivo específico provoca interrupção no processador, indicando o surgimento de um problema. O sistema externo de interrupção produz uma resposta rápida, com um mínimo de utilização do sistema.

A alta velocidade de entrada/saída foi obtida pelo emprego de um mapa de memória (veja figura). Os 16 384 endereços superiores, entre os 65 536 disponíveis na memória, são reservados aos circuitos entrada/saída. Essa memória pode ser uma RAM com apoio de bateria, garantindo a retenção dos dados, uma memória de núcleos magnéticos, ou uma EPROM de ultravioleta.

Três dos bits de endereço são destinados a controle. O primeiro seleciona circuitos de entrada/saída no chassis; o segundo, a modalidade de bits em oposição à modalidade-pádrão de bytes do 8080; e o terceiro determina se os dados serão trazidos para a UCP em seu estado real ou invertido, aumentando então o conjunto de instruções, adicionando E/INVERSÃO, OU/INVERSÃO, etc.

Os módulos de entrada/saída, de maneira geral, podem operar tanto na modalidade de bits como na de bytes. Alguns deles, como o módulo de apresentação de dados, opera somente na modalidade de bytes, pelo fato desse módulo conter mais de uma palavra de oito bits.

Três bits de endereço ficam reservados para a seleção de bits ou bytes de dados nos módulos entrada/saída. Esses módulos podem incluir termopares ou outros tipos de entradas analógicas, conversores A/D, saídas D/A e outras funções especiais.

Estritamente na modalidade de bits

O sistema entrada/saída externo (ou remoto) opera somente na modalidade de bits e consiste de blocos individuais de entrada/saída, cada um com seu endereço próprio. Cada um dos blocos, até o máximo de 2048, podem ser montados a uma distância de até 150 m da UCP, via cabo de interconexão. Devido aos retardos introduzidos pelos cabos e pelos circuitos lógicos de "interface", o sistema remoto não trabalha às mesmas velocidades da UCP. Por outro lado, a UCP tem a "impressão" de que "interface" é local e não remoto, graças à ação de um sistema de varredura, que atua como "buffer" para os sinais. Assim sendo, une-se as vantagens da entrada/saída remota com as da entrada/saída local.

Monitor de temperatura de motores alerta pilotos em caso de perigo

por Michael Cope, *Interphase Associates, Texas*
e Wayne L. Pratt, *Avicon Development Corp., Texas*

Nada consegue gelar mais o coração dos pilotos de aviões leves do que o som de um motor falhando. Em conseqüência disso, os pilotos tendem a ficar observando o painel de instrumentos durante uma boa parte do tempo de vôo.

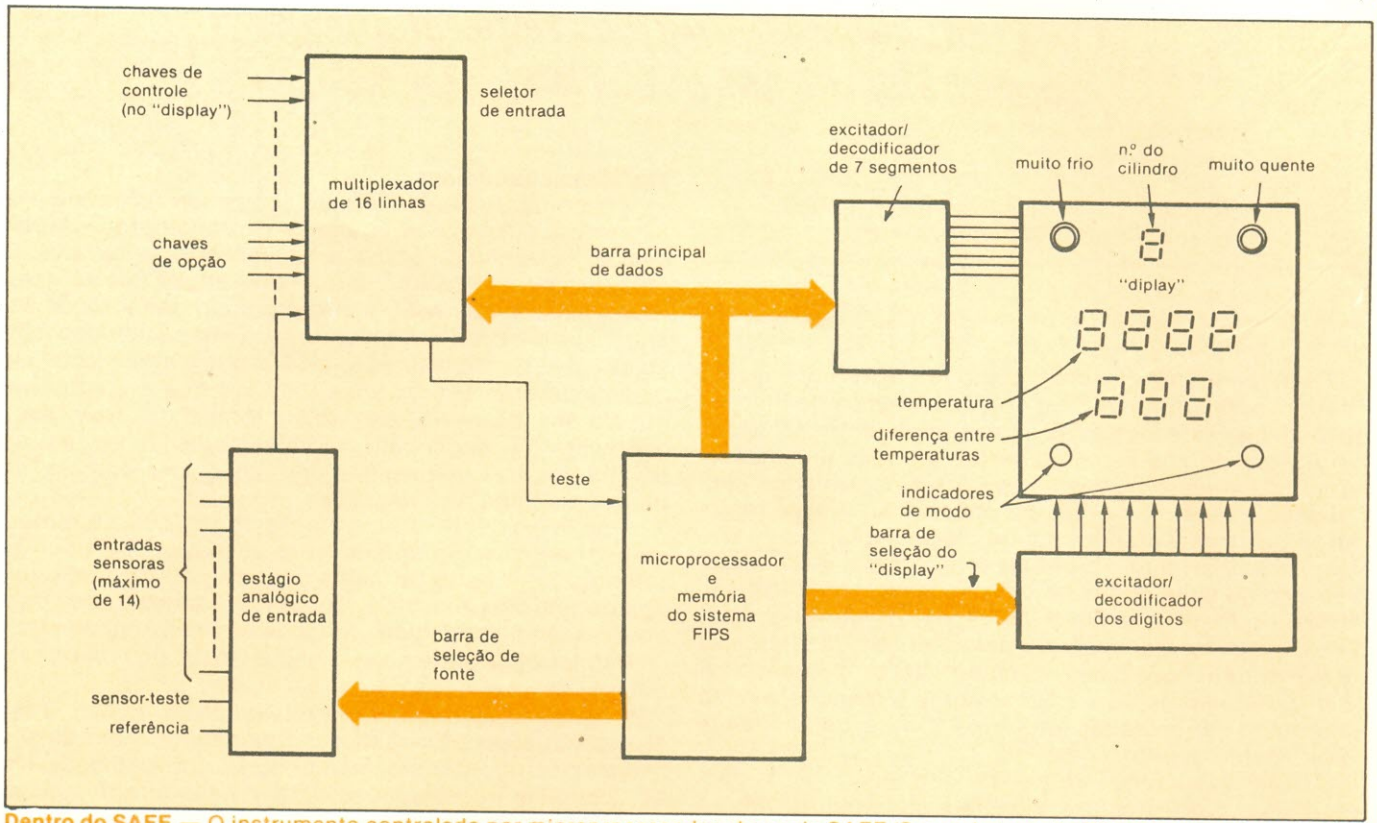
Mas agora foi desenvolvido um novo sistema controlado por microprocessador que facilita as coisas, levando a monitoração de temperatura de cilindros a um nível de sofisticação antes impossível em muitos dos pequenos aviões, devido aos problemas de peso, tamanho e custo.

A temperatura dos cilindros, medida em suas próprias cabeças ou no sistema de escapamento, é vital para a operação segura e eficiente de motores de movimentos alternados**. O sistema, denominado SAFE (Smart Automatic Flight Engineer — sistema automático e inteligente de vôo), varre automaticamente os termopares instalados nos cilindros ou sistemas de escapamento, digitaliza as leituras analógicas e as apresenta num "display" de LEDs.

Baseado no sistema FIPS (Four-bit Integrated Processing System — sistema integrado de processamento de 4 bits), da National, todo o circuito ocupa apenas um orifício-padrão de 5,7 cm no painel, com um volume de 4 dm^3 e pesando menos de 900 gramas. Seu custo é praticamente igual ao de um sistema manual, que mostra a temperatura de um cilindro por vez.

10 verificações por segundo

O sistema pede informações a um termopar a cada décimo de segundo, o que significa que todo o motor se-



Dentro do SAFE — O instrumento controlado por microprocessador chamado SAFE (Smart Automatic Flight Engineer), destinado à observação de temperatura de motores, converte as tensões de termopares em valores digitais de temperatura, exibe-os no "display" e dá o alerta, caso caiam fora da faixa pré-estabelecida. O módulo de 4 dm^3 utiliza apenas 1/10 dos componentes antes necessários na versão não-integrada.

rá verificado em 0,4 s, no caso de quatro cilindros, e em 0,6 s, no caso de seis cilindros. O ritmo dos ciclos de leitura é mais que suficiente para o acúmulo de dados significativos, de forma que o processador de 4 bits, relativamente lento, é perfeitamente adequado para essa tarefa (além de ser barato).

O sistema fornece não só leituras individuais, mas faz também comparações entre leituras e apresenta relações de temperaturas. Além disso, seu programa permite adaptação de um único modelo às várias configurações de motores e cilindros comumente encontradas nos aviões leves.

Na modalidade automática, o instrumento exibe a maior temperatura de todos os cilindros, assim como a diferença entre ela e a menor temperatura. Por meio de limites de temperatura pré-determinados, ele acende luzes de alerta sempre que um dos cilindros exceda o valor máximo ou caia abaixo do mínimo. Na modalidade manual, o instrumento permite que o piloto obtenha leituras de temperatura, para diagnosticar problemas potenciais do motor.

O sistema de processamento consiste, além do microprocessador FIPS, de duas memórias ROM com 256 palavras de 8 bits, uma memória RAM com 80 palavras de 4 bits e um gerador de "clock", todos em encapsulamentos de 16 pinos. A saída é feita através das vias de entrada/saída das memórias ROM e RAM. A entrada é obtida através de uma única entrada de teste, a partir de um multiplexador de 16 linhas.

A conversão analógica/digital emprega uma combinação inusitada de "harware" e "sofware". As chaves analógicas selecionam uma das 14 fontes de sinal, uma fonte de referência ou um sensor de teste. As únicas outras peças de "hardware" utilizadas são: um amplificador operacional, servindo com integrador, e um comparador, servindo com detector de sinal zero. A conversão fica a cargo do "software"

Processamento de dados

Após a coleta de dados, o sistema vai providenciar sua compilação e, sob o controle do programa da ROM, vai computar a informação a ser apresentada, ativando o "display" multiplexado. Assim que a seqüência de coleta de dados termina, o microprocessador determina a modalidade em uso (automático ou manual), computa os dados que serão apresentados, a partir dos dados "brutos" e os armazena sob a forma BCD.

Tanto na fase de coleta como na de computação, o "display" multiplexado é renovado continuamente. A leitura sofre renovação a cada 3 ms, ao se fazer coincidir a informação BCD da barra principal de dados (a porta de saída da ROM) com o dígito a ser renovado na barra de seleção do "display" (porta de saída da RAM). Acrescente-se a isso a possibilidade de acionamento de um segundo "display", correspondente a um segundo motor, ou de um alarme sonoro remoto, ou vários outros dispositivos periféricos. Além de tudo, não há necessidade de interrupção para nenhuma das funções.

**qualquer motor onde o vaivém dos cilindros ocasiona movimento no virabrequim.*

Ventiladores industriais respondem aos comandos de uma UCP integrada

por Richard G. Barnich
PCS Inc., Michigan

Um pequeno "inseto" como o microprocessador mantém sob controle os ciclópicos sistemas de limpeza de caldeiras, nas modernas usinas termoelétricas de força. Apesar do equipamento ser de grandes dimensões, os motores que o acionam devem ser controlados com precisão e estar sob contínua observação. Esses motores acionam uma grande quantidade de sopradores de fuligem, que são longos tubos de aço, capazes de "soprar" ar, vapor ou água contra as tubulações internas das caldeiras, de modo a remover os depósitos de fuligem de óleo ou carvão, responsáveis pela redução da eficiência de transferência de calor. Tais sopradores chegam a ter 18 m de comprimento e a pesar várias toneladas, saindo e entrando nas caldeiras em vários pontos, numa grande variedade de distribuições.

O projeto e a construção de circuitos lógicos não-integrados para o controle desses sistemas tornou-se um processo muito caro e demorado. Os controladores precisavam ser projetados especialmente para cada cliente e depois de instalado, o sistema não podia ser mudado sem o dispendioso processo de desativar a caldeira, até que o controlador fosse modificado. Tal processo teve que ser empregado durante a recente crise de energia americana, época em que diversas usinas foram obrigadas a alterar seus controles, de forma a se acomodar à mudança do tipo de combustível utilizado.

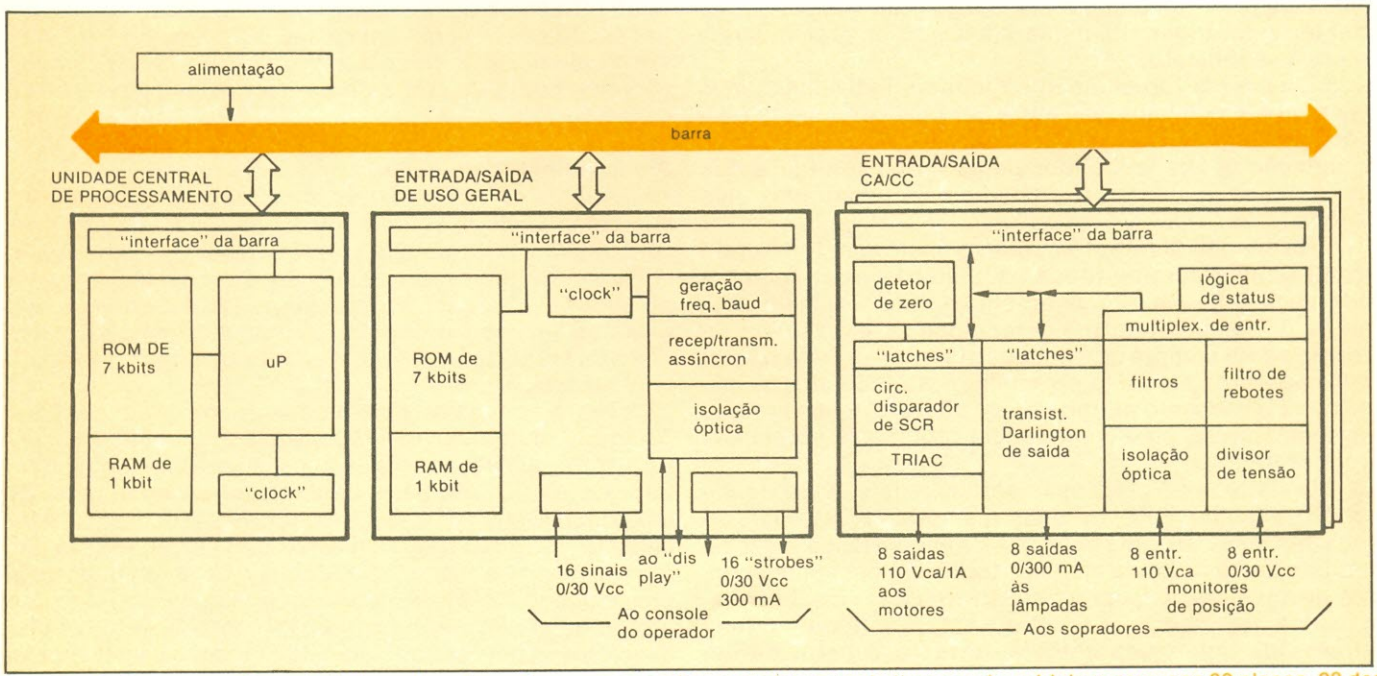
Modificações rápidas

No entanto, essas modificações são fáceis de efetuar em controladores operados por microprocessador, que além do mais são de produção e teste baratos. O conjunto de "software", que executa todas as funções necessárias à operação do controlador, permite que um engenheiro projete um sistema para um cliente específico em questão de dias, apenas. É o que é importante, ele pode reprogramar o sistema toda vez que o combutível ou alguma outra variável seja modificada. Com esse "software", o engenheiro simplesmente especifica os parâmetros das instalações do cliente, tais como o número e os tipos de tubulações.

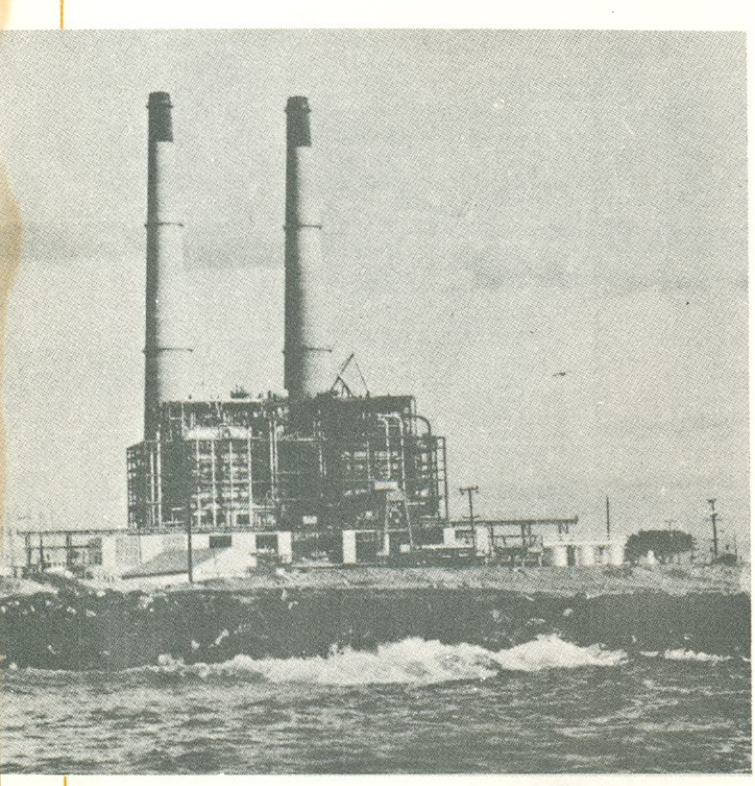
Ao invés de 100 ou 150 placas de 15 tipos diferentes, o novo controlador requer apenas 30 placas de 3 tipos diferentes. Os três tipos, que aparecem na figura, são formados por uma placa de microprocessador e memória, uma placa entrada/saída digital de uso geral e uma placa "personalizada", que pode ser adaptada a uma grande variedade de requisitos de entrada/saída.

Para se conseguir essa felxibilidade, as memórias semicondutoras são as mais vantajosas. Apesar de sua baixa velocidade, essas memórias são utilizadas devido às pequenas necessidades de escrita/leitura dos sistemas. O programa exige aproximadamente 8000 bytes ou 4000 palavras de 16 bits.

A placa da UCP contém um microprocessador 8080, 7 kbits de memória EPROM e 1 kbit de memória RAM. A placa de entrada/saída contém um adicional de 7 kbits de EPROM, 1 kbit de RAM, 16 entradas digitais com limiar ajustável (entre 0 e 30 V), 16 saídas digitais, dotadas de "latch", e uma porta seriada, para comunicações externas com o console do operador. Cada placa "personaliza-



Controle de limpeza — O controlador acionado a microprocessador para sistemas de limpeza de caldeiras emprega 30 placas, 28 das quais são para entrada/saida em CC e CA, ao invés das 100 ou 150 placas requeridas com lógica não-integrada. As placas são diretamente conectadas a uma barra, a fim de facilitar as comunicações.



da" contém, normalmente, oito saídas CA de 110 V/1 A, oito entradas CA de 110 V, oito saídas CC de 30 V/300 mA e oito entradas CC de 30 V.

Já que o controlador é instalado num gabinete selado, sem ventilação de espécie alguma, os módulos do sistema são feitos quase que inteiramente de lógica CMOS. Cada placa "personalizada", por exemplo, consome menos de 25 mA. Por outro lado, como a lógica CMOS tem seus tempos reduzidos pela natureza capacitiva da estrutura de barras e o sistema deve possuir barras para ser modular e ampliável, emprega-se lógica TTL no excitador de barra da placa da UCP.

Alta velocidade de barra

Para fazer com que a velocidade de barra seja a mais alta possível, os módulos individuais de entrada/saída indicam ao processador suas velocidades relativas, de forma que o processador possa ajustar as velocidades de suas barras, compensando os módulos mais lentos. Pode-se adaptar qualquer tipo de periférico ao sistema, pois o 8080 é capaz de operar no modo assíncrono.

A UCP produz um sinal de ESPERA e requer um sinal PRONTO (ready) de cada dispositivo de entrada/saída ou de memória. Quando o sinal PRONTO estiver num nível "alto", o processador vai operar com seu tempo mínimo, que é de 500 ns, aproximadamente. Caso o dispositivo de entrada saída ou de memória seja muito lento para acompanhar a velocidade máxima, o processador provê os ajustes de velocidade, removendo o sinal PRONTO por um período pré-determinado. Os ciclos de barras são então "esticados" de 500 ns para 1 µs, levando em consideração os atrasos de propagação da lógica CMOS.

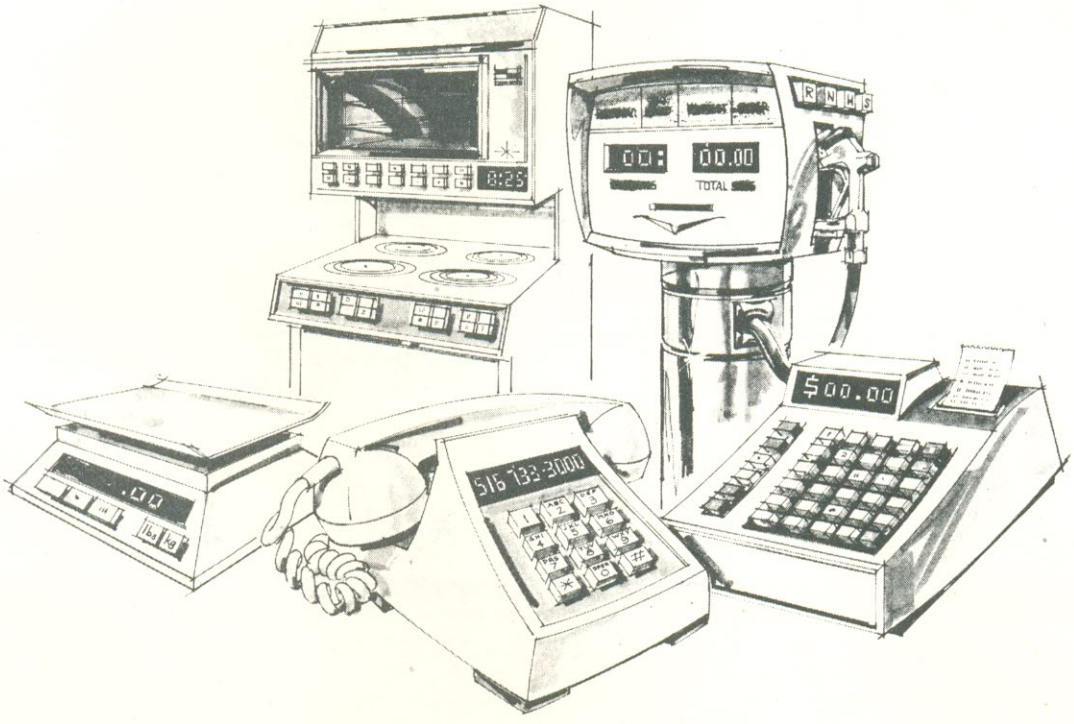
Os Catarinenses já não tem problemas para comprar Kits Nova Eletrônica e componentes

RADAR

Eletrônica Radar Ltda.
Rua General Liberato Bitencurt Nº 1.999
Florianópolis
tel.:44-3771

GERALDO COEN

8080 para principiantes

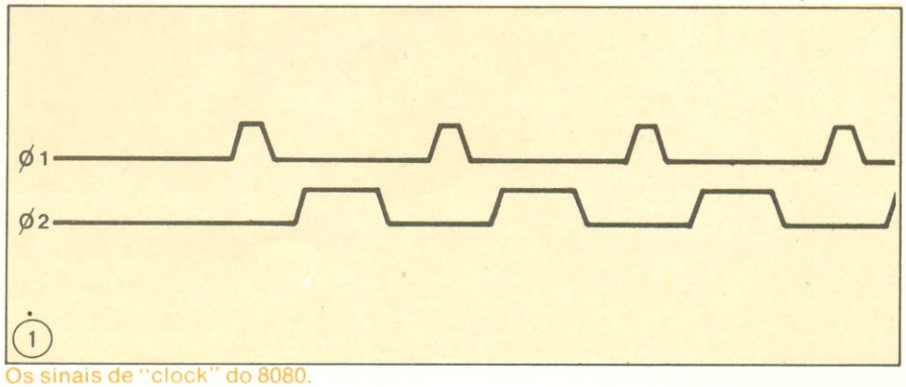


5ª LIÇÃO

Circuitos de tempo

O microprocessador 8080, a exemplo de seu antecessor 8008, requer para seu funcionamento um sinal de "clock" de duas fases, que precisa ser gerado por circuitos externos a ele. Chamamos de "clock", num computador digital, a uma onda quadrada utilizada na sincronização da operação dos circuitos de cálculo e memória.

Os dois sinais que formam o "clock" receberam a designação de Ø1 e Ø2 (figura 1). Vê-se, pela figura, que ambos são assimétricos, ou se-



Os sinais de "clock" do 8080.

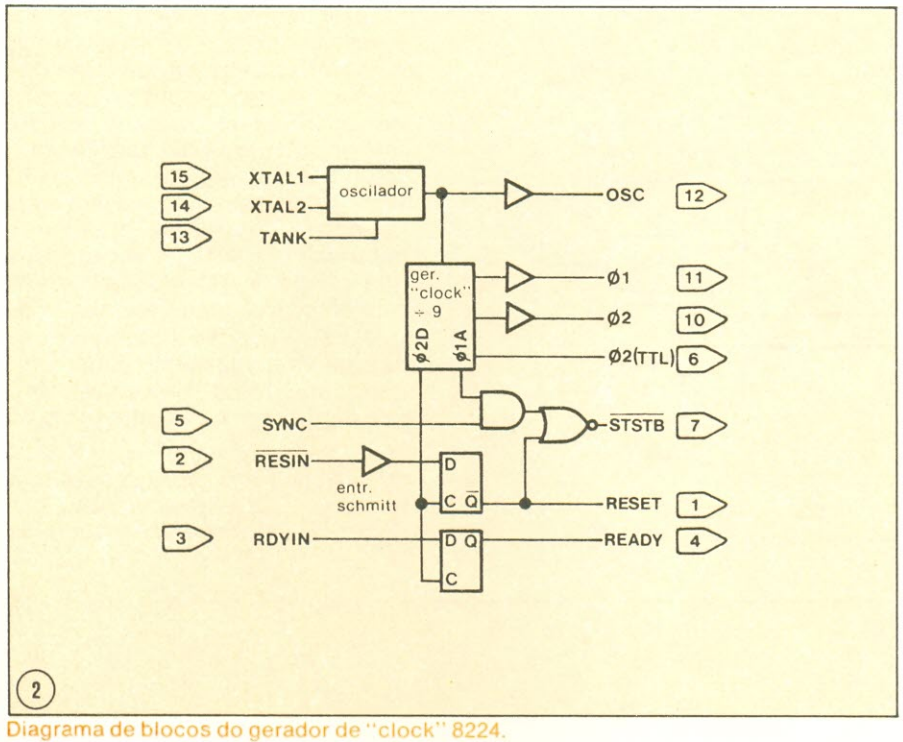


Diagrama de blocos do gerador de "clock" 8224.

ja, tem os "pedestais" diferentes dos "vales". Assim, Ø1 apresenta um ciclo de trabalho de 2/9, enquanto o de Ø2 é 5/9.

Cada ciclo de "clock" do 8080 tem uma duração de 500 ns (equivalente a uma freqüência de 2 MHz). O "clock" é obtido a partir de um oscilador a cristal produzindo uma freqüência 9 vezes maior que essa, ou seja, 18 MHz. Os sinais Ø1 e Ø2, por sua vez, são gerados ao se decodificar as saídas de um divisor por 9, ligado diretamente à saída do oscilador.

Um conjunto de integrados TTL, formando um oscilador a cristal, um divisor por nove, os decodificadores e mais dois "buffers", poderia produzir os sinais Ø1 e Ø2 requeridos. No entanto, é bem mais simples e econômico utilizar o integrado de "clock" 8224, idealizado especialmente para o 8080. Esse componente dá conta de todo o serviço, exigindo apenas um cristal externo. Na figura 2, podemos apreciar o diagrama de blocos interno do 8224.

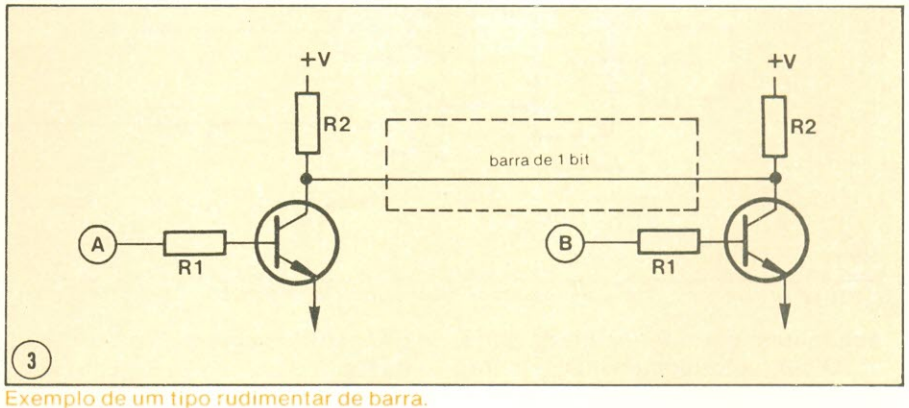
Estruturas de barras

O que é uma barra?

Damos o nome de "barra" ou "via" (*bus*, em inglês) a um conjunto de fios que pode ser ativado por mais de uma fonte. É um verdadeiro sistema de condutores (ou pistas de circuito impresso) que coloca em comunicação as várias partes de um computador digital.

Como exemplo primitivo de uma barra podemos citar uma ligação entre dois inversores da lógica RTL (Resistor-Transistor Logic), como se vê na figura 3. Percebemos, nesse caso, que se o ponto A (ou o ponto B) for levado ao nível lógico "1", o transistor associado entrará em condução e a "barra de um bit" baixará para o nível lógico "O".

A porção da figura circundada pelo retângulo é a que recebe o nome de "barra"; esse detalhe é importante para se definir claramente a diferença entre uma **entrada de barra** e uma **saída de barra.** Por exemplo, quando a saída de um inversor RTL é ligada à barra, torna-se uma entrada de barra. O próprio inversor, no caso, atua como excitador (*driver*) da

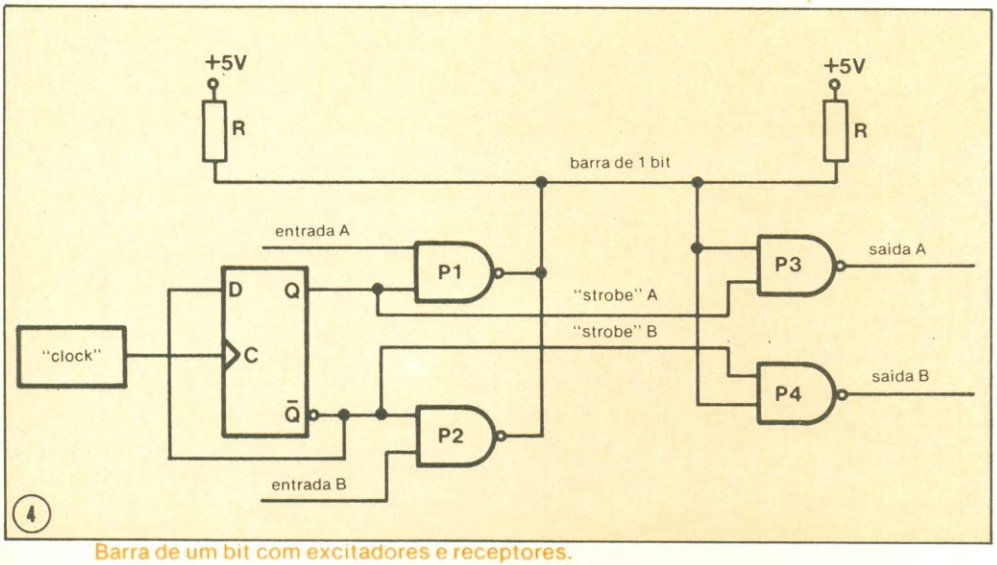


Exemplo de um tipo rudimentar de barra.

barra. E é lógico que a barra não tem utilidade alguma, até que se acople a ela um **receptor de barra,** dispositivo que utiliza a saída da barra para ativar sua própria entrada. Pode-se conectar vários receptores a uma mesma barra.

O verdadeiro valor de uma barra só se torna aparente quando a usamos na transmissão de diferentes informações em momentos diferentes e bem definidos. Em outras palavras, as informações são **multiplexadas** através da barra. Durante tal processo, só pode haver um excitador em atividade, por vez, e os receptores devem ficar atentos somente às informações que lhe são dirigidas.

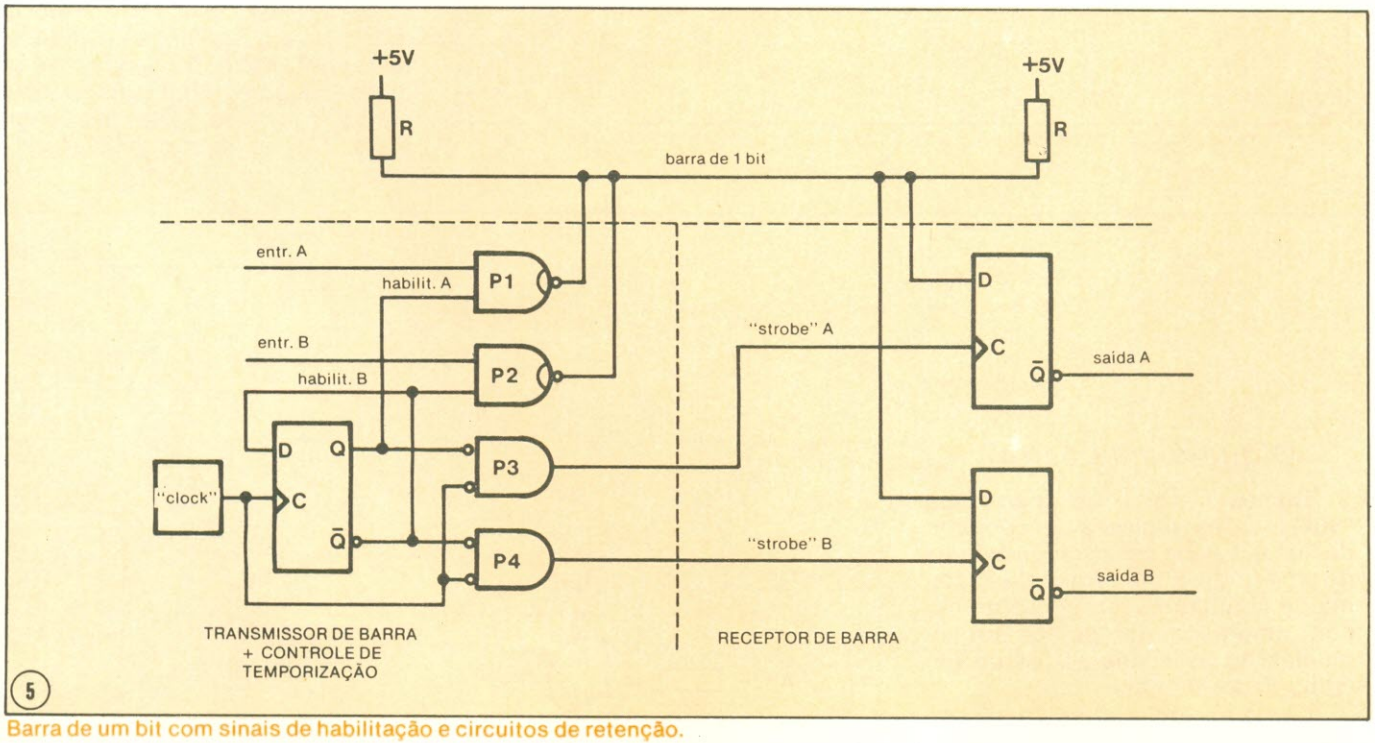
A figura 4 mostra um sistema de barra um pouco mais sofisticado, contendo dois excitadores e dois receptores. O sistema de temporização consiste de um "clock" e de um "flip-flop". O objetivo é fazer com que as informações presentes nas entradas cheguem às saídas corres-



Barra de um bit com excitadores e receptores.

O circuito de barras pode ser aperfeiçoado ainda mais, se acrescentarmos a ele um sistema de retenção *(latch)*, na seção receptora, um sistema que realmente retenha a informação de saída durante um certo tempo, sempre que a mesma é válida. Tal necessidade provém do fato de que a informação presente em cada saída não deve ser retida, até que a linha de habilitação *(enable)* esteja ativa por tempo suficiente para que os dados se propaguem pela barra e estabilizem na saída. E isso, naturalmente, é impossível de se conseguir com o circuito da figura 4.

A solução, então, é montar um circuito que nos ofereça essa característica. Observe o circuito da figura 5: ele não só transfere as infor-



Barra de um bit com sinais de habilitação e circuitos de retenção.

pondentes, por intermédio da barra.

O conjunto funciona da seguinte forma: O "flip-flop" está encarregado de ativar alternadamente as portas P1 e P2, de acordo com as instruções do "clock"; assim que a linha "strobe A" é levada para um nível "alto" pela saída Q do "flip-flop", a informação presente na entrada A é impressa na barra, enquanto a porta P3 é habilitada (*enabled*), fazendo com que a saída A siga religiosamente a entrada A.

Logo que surge o pulso seguinte de "clock", o "flip-flop" inverte de estado, desativando a linha "strobe A" e ativando a "strobe B"; agora, são os dados da entrada B a serem transferidos para a saída correspondente.

Bem, mas todo esse esforço com circuitos parece inútil na barra de 1 bit, pois são utilizados três fios (uma barra e duas linhas de "strobe") no transporte de informações que poderiam ser remetidas e recebidas com apenas dois, e sem tantos circuitos lógicos. Considere, entretanto, uma barra de oito bits (ou oito fios): moldada conforme o mesmo processo já visto, ela necessitaria somente 10 condutores, em contraste com os dezesseis do método convencional. Quando mais complexo o sistema, mais clara se torna essa vantagem.

mações, pela barra, mas providencia também a retenção das mesmas nos "flip-flops" de saída. Tanto os excitadores como os receptores estão controlados por sinais de sincronização; o sinal de "clock" é calculado de modo que os dados habilitados estabilizem na barra, antes que o "strobe" recebido pelo receptor retenha os dados de saída.

Circuitos de três estados

As estruturas de barras discutidas até agora utilizavam excitadores de barra do tipo coletor aberto, ou seja, aquele tipo de circuitos integrados que apresentam somente dois estados de saída: o nível "1",

ou "alto", e o nível "O", ou "baixo". Existe, no entanto, uma classe relativamente nova de dispositivos lógicos que oferece um melhor desempenho em estruturas de barras, por oferecerem um terceiro estado de saída. Esses dispositivos são comumente chamados de *tristate,* um termo inventado pela National e que se generalizou.

O terceiro estado é controlado por meio de um terminal à parte, chamado de **habitação de saída.** *(output enable).* Quando a saída do dispositivo é desativada por esse terminal, ela entra em 'flutuação', isto é, não absorve nem fornece muita corrente e permite que a tensão de saída seja determinada por outro elemento do circuito ligado à saída de barra. O terceiro estado é também conhecido como estado de alta impedância.

Na figura 6 vemos alguns símbolos normalmente empregados para representar excitadores de três estados. O que aparece em (C) é similar, na sua função, às portas P1 e P2 já vista, que possuem coletor aberto.

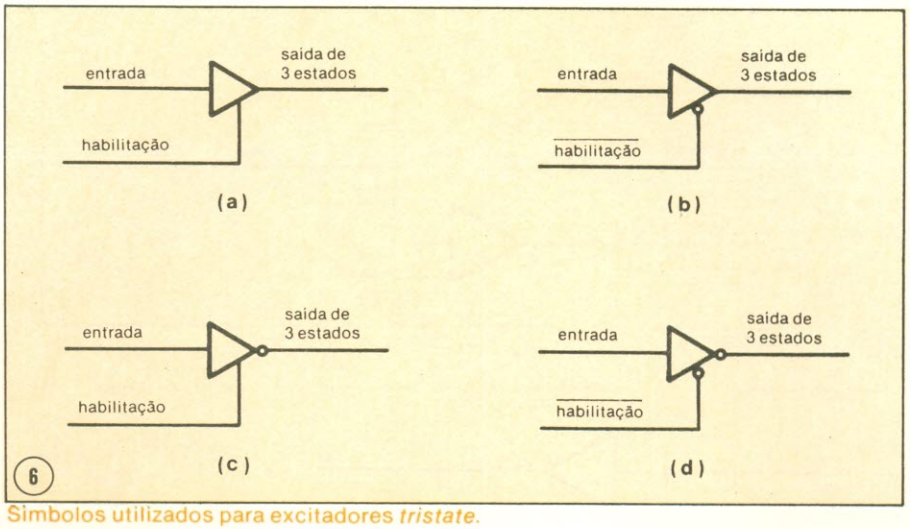
Uma excelente propriedade de quase todos os excitadores de três estados reside no fato de que, quando desativados, não apenas as saídas mas também suas entradas vão para um estado de alta impedância. Assim, se um certo número de dispositivos *tristate* for conectado a uma saída TTL normal, a carga sobre ela será definida pelo número de dispositivos ativados ao mesmo tempo, e não pelo número total. Uma característica que vem a calhar para as estruturas de barras.

Se tais dispositivos são ideais para circuitos de barra, vamos então incluí-los nesses circuitos. O esquema da figura 7, por exemplo, é semelhante ao da figura 5, exceto pela substituição das portas de coletor aberto por excitadores de três estados.

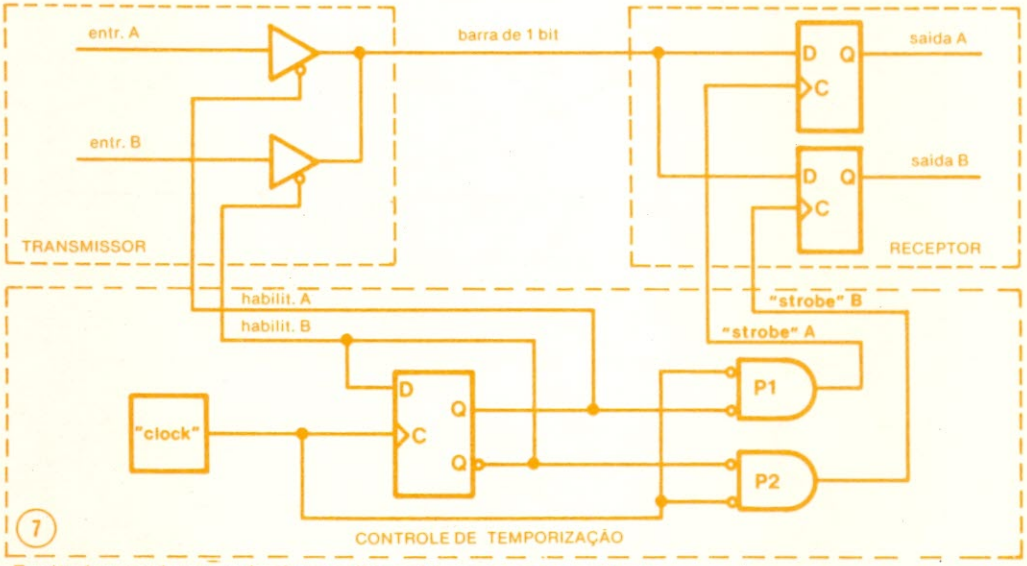
Tipos de estruturas de barras

Barras tipo entrada

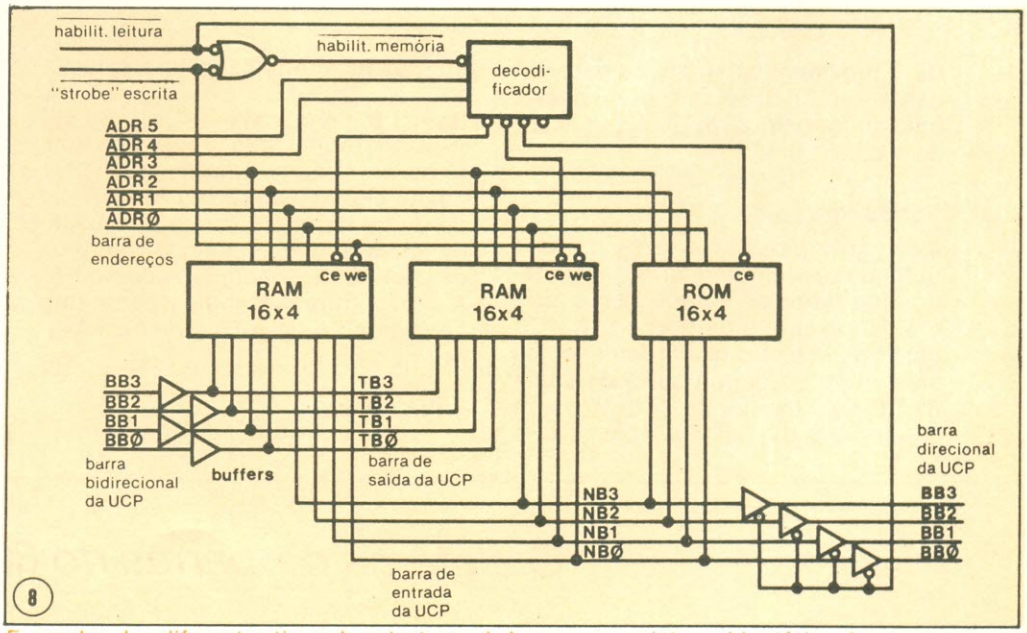
São as que excitam apenas um conjunto de receptores, mas contam com mais de um excitador. Um exemplo: as saídas de dados *tristate* de várias memórias RAM e ROM são ligados em conjunto às entradas de um só sistema de excitadores. Na figura 8 temos uma "barra de entrada da UCP" que aceita informações vindas de uma ROM ou duas RAMs, todas as três dotadas de saídas *tristate*. Nesse caso, o decodificador



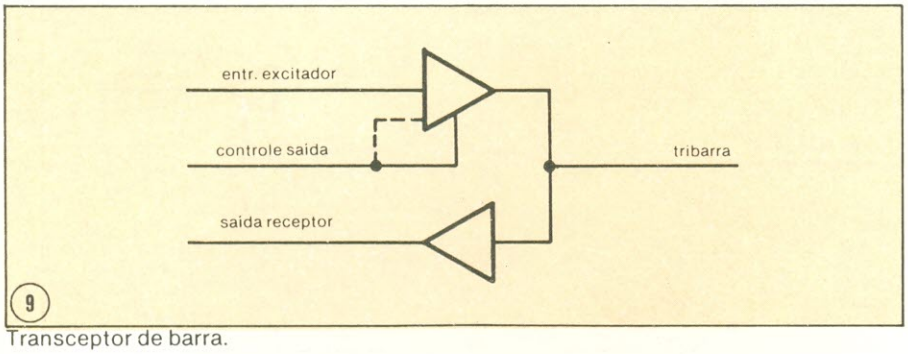
Símbolos utilizados para excitadores *tristate*.



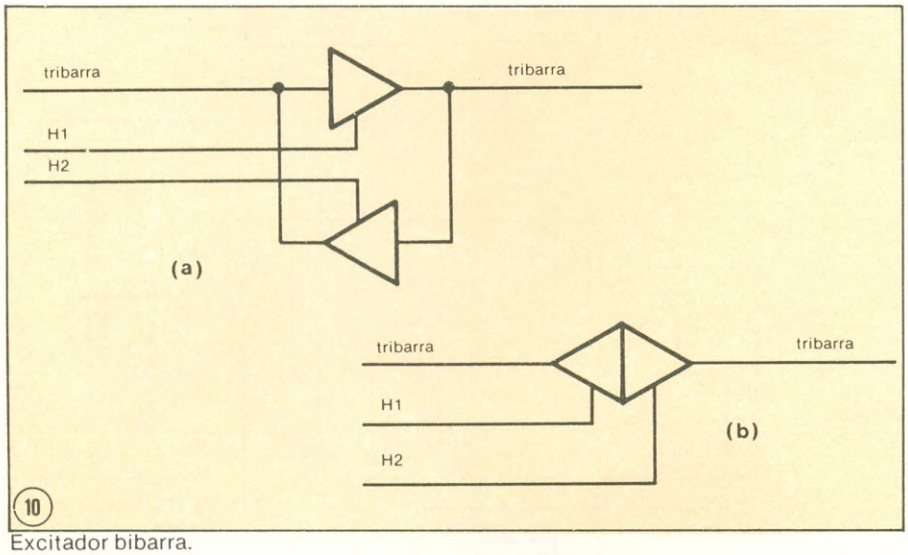
Excitadores *tristate* substituem dispositivos de coletor aberto.



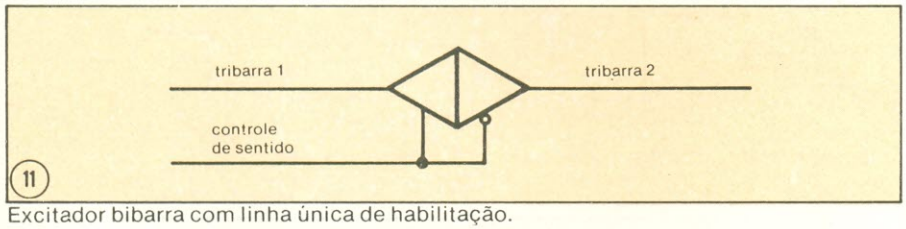
Exemplos dos diferentes tipos de estruturas de barras, num sistema hipotético de 4 bits.



Transceptor de barra.



Excitador bibarra.



Excitador bibarra com linha única de habilitação.

deve providenciar sinais de habilitação, a fim de assegurar que apenas uma memória por vez esteja utilizando a barra.

Barras tipo saída

Ao contrário das anteriores, contam com apenas um conjunto de excitadores e vários conjuntos de receptores. No exemplo da figura 8, a UCP está ligada a oito excitadores, cujas saídas constituem a **barra de saída da UCP**. As memórias RAM recebem dessa barra os dados a armazenar, o que faz dela uma barra tipo saída.

Barras bidirecionais

Constituem uma junção dos dois tipos anteriores, empregando mais de um sistema de receptores e mais de um sistema de excitadores. Ainda na figura 8, podemos ver uma dessas barras, designada como BB. A abreviatura NB indica barra tipo entrada, enquanto TB quer dizer barra tipo saída.

Tribarras

Uma estrutura de barra cujo "hardware" utiliza dispositivos de três estados recebe o nome de tribarra (*tri-bus*, em inglês). Esse tipo de barra conjuga, normalmente, vários excitadores conectados a um ou mais receptores.

Transceptores de barra e excitadores bibarra

As diversas interligações de receptores e excitadores, no mesmo CI, dão origem a certos dispositivos de grande utilidade nas comunicações por barra. Um **transceptor de barra**, por exemplo, é formado pela união da saída de um excitador com a entrada de um receptor (figura 9). É geralmente empregado para fornecer excitação *tristate* ou servir de *interface* em barras muito extensas.

Um outro dispositivo bastante útil em projetos de estruturas de barras é o **excitador bibarra** *(bi-bus driver)*. Esse termo é usado para definir o circuito da figura 10a, ou seja, dois excitadores *tristate* conectados em paralelo, mas com sentido de excitação complementar. Em 10b temos um símbolo mais conveniente para se representar o excitador bibarra.

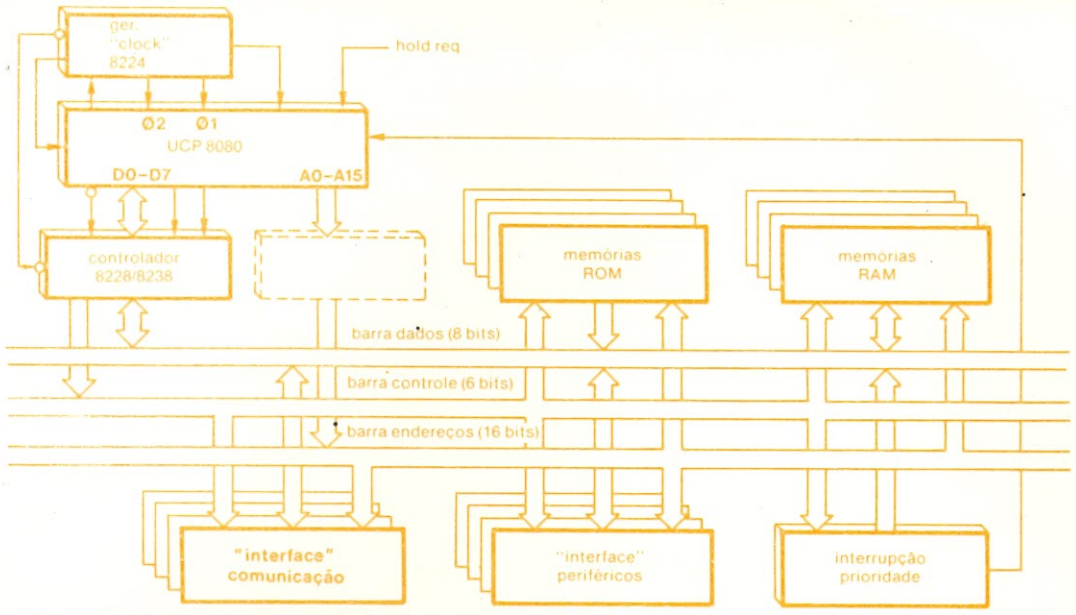
Como se vê pela figura, cada excitador possui uma linha de habilitação (ou *enable*). Quando a linha H1 é ativada, o dispositivo tribarra da esquerda passa a excitar o da direita, acontecendo o inverso se H2 for ativada. Nos casos em que nenhuma das duas linhas é ativada, não há transferência de dados entre as duas barras. Os sinais de controle são distribuídos de tal forma, que em nenhum momento as duas linhas poderão estar ativadas simultaneamente.

Na figura 11 vemos um excitador bibarra onde os dois terminais de habilitação estão ligados a um mesmo terminal e um dos excitadores é habilitado por um nível "baixo". Dessa forma, a linha de habilitação passa a ser denominada "controle de sentido".

O excitador bibarra encontra aplicação em grandes sistemas de barras, onde uma barra extensa é dividida em duas ou mais seções, cada uma com menor capacitância (e portanto maior velocidade) que uma barra inteira.

O sistema de barras do 8080

Aqui é preciso, antes de mais nada, fazer uma diferenciação entre o sistema de barras interno do 8080 e o sistema de barras do **conjunto que inclui o 8080**, ou seja, entre as barras do **microprocessador** e do **micro-**



(12)

Diagrama de blocos de um microcomputador baseado no 8080, onde aparecem as barras do sistema.

computador. Devido à complexidade de circuito dos microprocessadores, eles precisam recorrer a sistemas de barras para a troca interna de informações. O 8080 possui, por isso, dois sistemas de barras: um deles para deslocamento de dados e o outro para endereçamento de memórias externas (ver diagrama de blocos na lição anterior). Naturalmente, essas barras se estendem para fora do microprocessador, através dos terminais no mesmo, indo se unir às barras do conjunto.

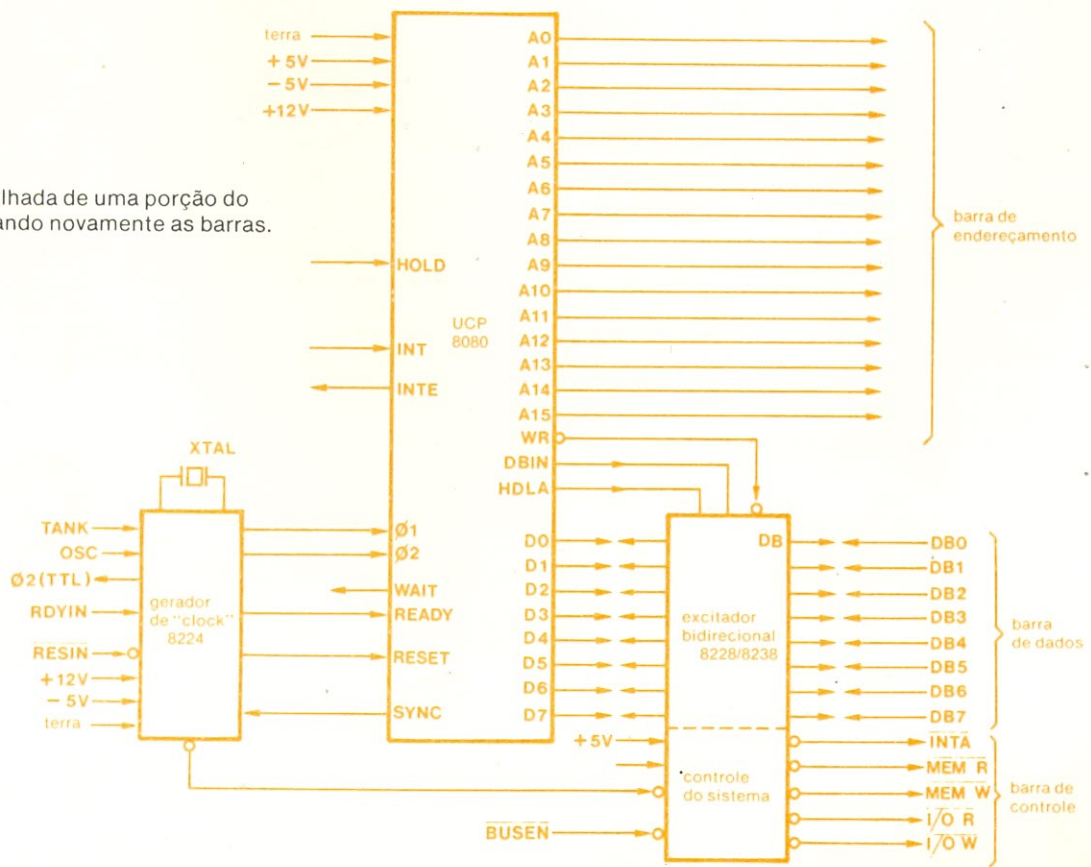
A figura 12 mostra, em linhas gerais, sob a forma de um diagrama de blocos, um microcomputador baseado no 8080. Observe como as barras percorrem todo o sistema, levando e trazendo dados de diversos tipos. Observe também que, além das duas barras já citadas (dados e endereçamento), existe uma terceira barra externa, a de controle.

Para verificar como surge essa terceira barra, vamos olhar mais de perto uma determinada porção do sistema (figura 13), mais exatamente aquela porção constituída pelo próprio 8080, pelo seu gerador de "clock" (8224) e pelo seu controlador (8228 ou 8238).

Lá está a barra de endereçamento, composta por 16 fios ou bits (A_0/A_{15}), saindo diretamente do microprocessador para o sistema. A barra de dados (D_0/D_7), porém, passa antes por um excitador bidirecional de barra, que providencia sua interligação com o sistema; esse dispositivo permite fluxo em ambos os sentidos, para que o 8080 possa tanto enviar como receber dados. É ele também o responsável pela barra de controle, como se pode ver na figura. Todas as três barras são ativadas por dispositivos *tristate*, previstos no interior dos integrados.

(continua)

Visão mais detalhada de uma porção do sistema, mostrando novamente as barras.



(13)

Prática em técnicas digitais

Registrador de Deslocamento MOS

Uma grande capacidade de armazenamento de dados, numa estrutura de alta densidade, com baixa dissipação e tamanho reduzido, estas são as vantagens de um outro dispositivo de memória digital — o registrador de deslocamento MOS.

Nas aplicações que requerem registradores de deslocamento com capacidade limitada de bits usam-se circuitos integrados bipolares, comos os TTL ou ECL; há também os registradores de deslocamento CMOS. Tais registradores empregam-se geralmente para armazenar uma única palavra binária. Essa palavra, por sua vez, é tão pequena como 4 bits, ou tão grande como 32 bits, em algumas aplicações. Flip-flops ou registradores MSI adicionais ligam-se em cascata formando memórias para o armazenamento de muitas palavras binárias. Quando implementadas com integrados bipolares comuns e CMOS, essas memórias tornam-se muito grandes e caras. É aí, então, que os registradores de deslocamento MOS se mostram valiosos.

Os circuitos integrados registradores de deslocamento MOS usam canais de crescimento P ou N de modo MOSFET, que contém muitos elementos de armazenamento. Devido à densidade de componentes muito elevada e a baixa dissipação de potência da estrutura MOS, constroem-se resgistradores de deslocamento bastante grandes em pastilhas de silício muitíssimo pequenas. Dispõem-se de registradores MOS com centenas de elementos de armazenamento para aplicações de memórias. Tais registradores de deslocamento são comumente usados para guardar palavras binárias no formato série. Por exemplo, para armazenar 128 palavras binárias de oito bits precisa-se de um registrador de deslocamento de 8 x 128 = = 1024 bits.

Os registradores MOS grandes são muito práticos e são utilizados normalmente na armazenagem temporária de dados ou operações de atraso. Qualquer aplicação que exija o armazenamento temporário de um grande volume de dados binários pode valer-se de registradores de deslocamento MOS. Além disso, a maioria dos registradores MOS LSI são do tipo entrada série/saída série. O carregamento e a leitura paralela de dados não são desempenhados em geral por **shift registers** MOS. Estes circuitos MSI e LSI proporcionam uma muito econômica fonte de memória.

Há dois tipos básicos de registradores de deslocamento MOS: os estáticos e os dinâmicos. Um registrador estático é aquele em que o **clock** pode ser interrompido sem perda dos dados. Este foi o tipo de registrador de deslocamento discutido na lição anterior. Os sinais de **clock** são aplicados para o deslocamento de dados dentro ou fora do registrador. Quando os pulsos de **clock** se interrompem, os dados no registrador se retêm nos elementos de memória. O dado não é perdido mesmo interrompendo-se o **clock.**

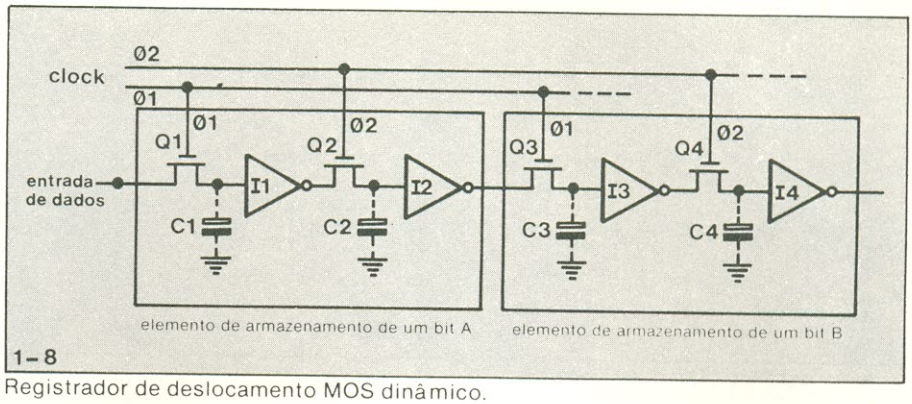
Em outro tipo de registrador de deslocamento MOS o dado se perde quando o **clock** se interrompe. Este tipo de registrador de deslocamento, denomina-se tipo dinâmico. Devido as características do elemento de armazenamento utilizado no registrador dinâmico, os pulsos de

clock circularão continuamente para reter os dados. Esses devem permanentemente recircular com o objetivo de evitar sua perda. É evidente que o registrador de deslocamento estático é preferível, pelo seu ponto de operação estável. Entretanto, os registradores MOS estáticos, são geralmente mais complexos e consomem muito mais potência.

Os registradores de deslocamento dinâmico podem ser menores e mais simples, operam a velocidades maiores e apresentam potências de dissipação mais reduzidas. Estas qualidades devem ser consideradas ao usar registradores de deslocamento MOS em projetos. A maior parte dos registradores MOS são totalmente compatíveis com circuitos TTL e CMOS. Não requerem qualquer interligação especial.

Registrador de deslocamento MOS Dinâmico — O elemento básico de armazenamento num registrador MOS, tanto dinâmico como estático, é a capacitância existente entre a porta e o canal do transistor MOSFET usado. Enquanto ela é muito pequena (da ordem de alguns décimos de picofarad), a alta impedância do MOSFET permite que uma carga de tensão se coloque nesta capacitância e se mantenha por um período relativamente longo de tempo. A impedância entre a porta e o supridouro de um MOSFET de modo de crescimento está na ordem de 10^{15} ohms ou mais. Uma impedância tão alta é virtualmente um circuito aberto e tem um efeito mínimo na capacitância da porta. Ao aplicar-se uma tensão entre a porta e o supridouro de um MOSFET, a capacitância da porta se carregará e se manterá até que escoe pela elevada impedância entre supridouro e porta. Nos MOSFETs de alta qualidade este tempo de descarga pode durar um milissegundo.

O circuito de armazenamento usado num registrador de deslocamento MOS é um inversor MOSFET. A capacitância de entrada do transistor inversor acumula o dado. A figura 1-8 demonstra como dois inversores MOSFET (I1 e I2) combinam-se em portas de transmissão MOSFET (Q1 e Q2) para formar o elemento de armazenamento de um bit. O dado de entrada é aplicado ao inversor I1 através da porta de transmissão Q1. O MOSFET Q1 é simplesmente usado como uma chave liga/desliga para a conexão da entrada ao capacitor C1. A saída do inversor I1 liga-se à entrada do inversor I2 por meio da



Registrador de deslocamento MOS dinâmico.

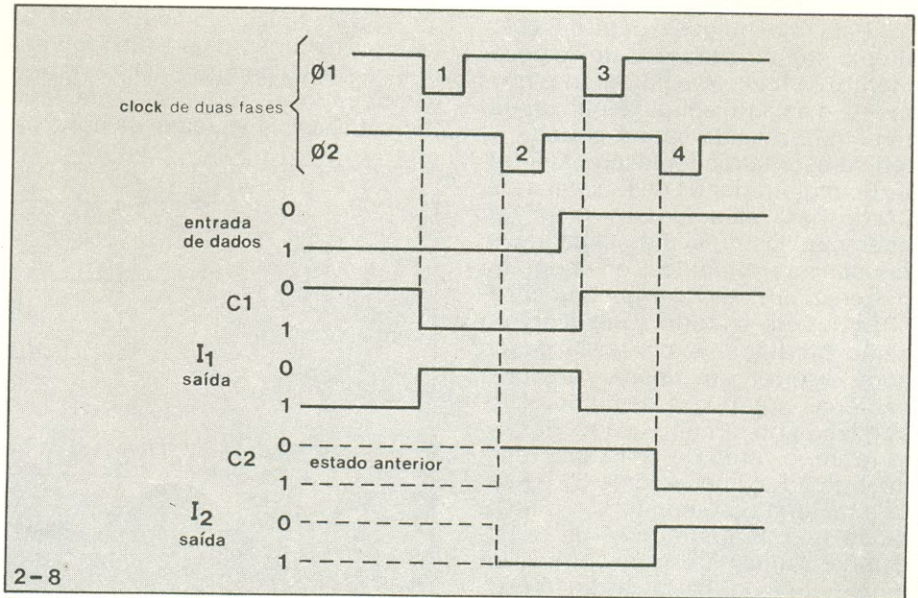
porta de transmissão Q2 que novamente é usada como chave. A comutação dos transistores da porta de transmissão é controlada por dois sinais de **clock** designados fase 1 (ϕ 1) e fase 2 (ϕ 2). Os dois sinais estão ilustrados na figura 2-8. Note que quando o 1 está ligado, o 2 está desligado e vice-versa.

Para facilidade de estudo consideraremos o uso de circuitos MOS canal P onde um binário 0 igual é igual a zero volts ou terra e um binário 1 é algum nível de tensão negativo.

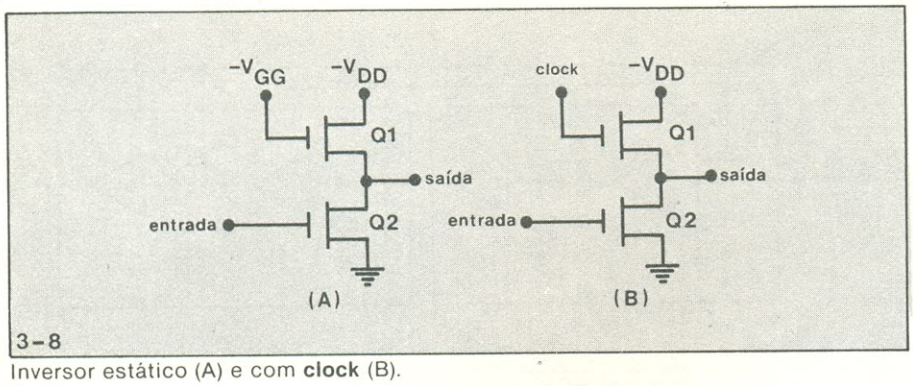
Os dados a serem armazenados (escritos) no elemento de armazenamento A são aplicados à linha de entrada. Suponha a aplicação de 1 binário, que é um nível de tensão negativo. Ao ocorrer o pulso de **clock** ϕ 1, a porta de transmissão Q1 conduz. A aplicação de 1 binário ao inversor I1 causará um nível 0 na sua saída. Depois da ocorrência do pulso ϕ 1, o capacitor C1 retém a carga e age como fonte de entrada para o inversor I1.

O pulso de **clock** ϕ 2 ocorre logo após. Isto causa a condução da porta Q2. O estado da saída de I1 é, conseqüentemente, transferido para o capacitor C2. É um 0 binário, de modo que o capacitor C2 apresenta carga nula. A entrada do inversor I2 é um 0 binário. A saída, portanto, é 1 binário. Após um pulso de **clock** ϕ 1 e um pulso de **clock** ϕ2, o 1 binário que era a entrada do elemento de armazenamento A aparece na saída deste. No próximo ciclo de pulsos de **clock** ϕ 1 e ϕ 2, este valor será transferido para o próximo elemento de armazenamento (B) do registrador. Qualquer dado novo que apareça na entrada do primeiro elemento de armazenamento será deslocado neste momento. As formas de onda da figura 2-8 ilustram o armazenamento do 1 binário no elemento A e sua transferência para o elemento B com a entrada do 0 binário.

Os inversores da figura 1-8 podem ser de qualquer dos diversos tipos inversores lógicos MOS. A figu-



Formas de onda de **clock** e do circuito, para registrador MOS dinâmico.



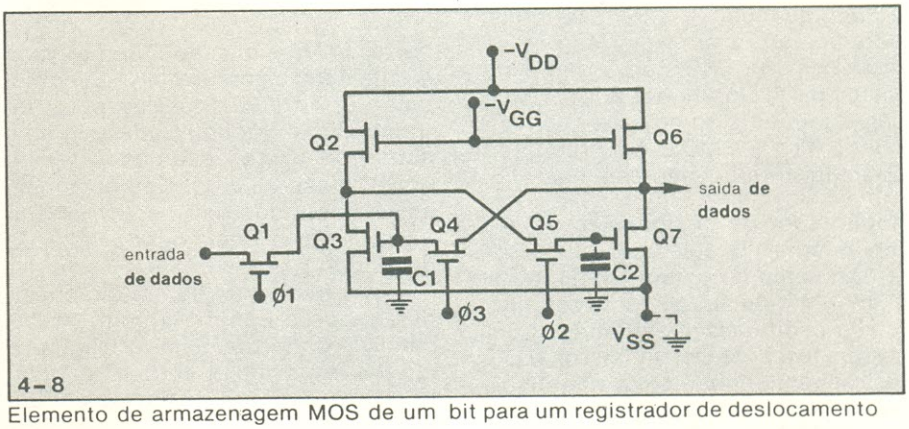
Inversor estático (A) e com **clock** (B).

ra 3-8 mostra dois dos tipos mais comumente utilizados. Na figura 3-8A, um inversor estático. Aqui, Q2 é o elemento inversor, enquanto Q1 é um MOSFET polarizado para conduzir, agindo como resistência de carga. Esse tipo de dispositivo dissipa potência, pois Q1 está permanentemente em condução. Nos registradores de deslocamento MOS esta dissipação de potência é cumulativa e pode resultar numa significativa quantidade de calor.

Outro tipo de inversor, apresentado na figura 3-8B, usa um dispositivo carregado por **clock.** Q2 é o elemento inversor, enquanto Q1 é o de carga. Q1, entretanto, não conduz, exceto durante a aplicação do pulso de **clock**. Quando um inversor é usado no registrador dinâmico da figura 1-8, o elemento é carregado pelo **clock** durante ϕ 1 ou ϕ 2 juntamente com a saída associada da porta de transmissão. Por exemplo, o elemento de carga em I1 deverá ser carregado em ϕ 2 enquanto o elemento de carga em 12 deverá ser carregado em ϕ 1. Este arranjo reduz grandemente a dissipação de potência do dispositivo.

Para impedir que o dado seja perdido durante o processo de deslocamento, o **clock** deve correr continuamente e o dado recircular permanentemente da saída para a entrada. A lógica escrita/recirculação na entrada do registrador de deslocamento é usada para selecionar o modo de operação. Os pulsos de **clock** deverão ser interrompidos, os dados armazenados como cargas nas capacitâncias do circuito se escoarão e serão perdidos. A perda de dados pode ocorrer em apenas algumas centenas de microssegundos, dependendo do circuito usado. Por esta razão, o ritmo de **clock** empregado é de aproximadamente 5 kHz para a maioria dos registradores MOS dinâmicos. Registradores de deslocamento dinâmicos com ritmos de **clock** mínimos, na faixa de 100 Hz, também são disponíveis.

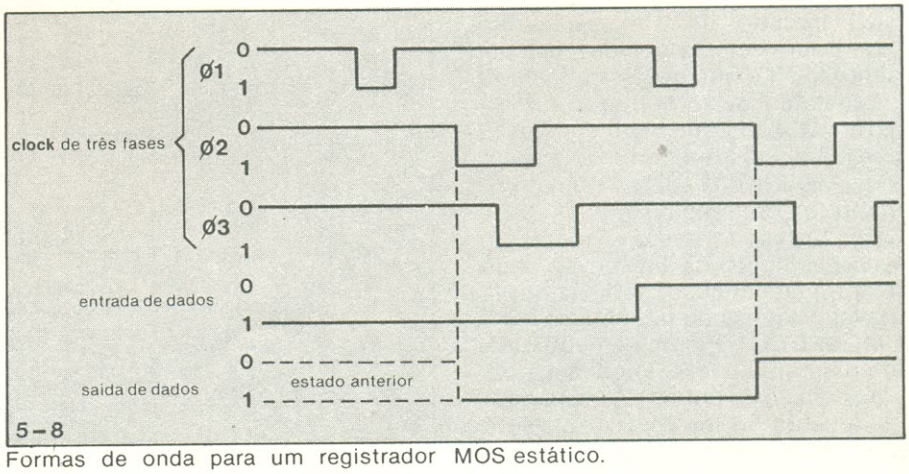
um inversor MOSFET para acumulação temporária de dados. O elemento de armazenamento usa dois destes inversores. Um é o transistor Q3 com seu dispositivo de carga Q2 O outro é Q7, com seu dispositivo de carga Q6. Estes dois inversores são acoplados em cruz através das portas de transmissão Q4 e Q5. Quando Q4 e Q5 conduzem, um flip-flop **latch** se constitui. Naturalmente, o flip-flop reterá o dado mesmo que os sinais de **clock** sejam removidos en-



Elemento de armazenagem MOS de um bit para um registrador de deslocamento MOS estático.

Registrador de deslocamento MOS estático — Há algumas aplicações onde é desejável interromper o **clock** em um sistema digital. Para tais aplicações, os registradores MOS estáticos podem ser usados. Esses registradores empregam elementos de armazenamento que retêm o dado mesmo depois do **clock** ter se interrompido. Além disso, não é necessário que ele recircule continuamente para ser mantido.

Um típico elemento estático de armazenamento para um registrador de deslocamento MOS estático é mostrado na figura 4-8. Ele também utiliza a capacidade da porta de quanto Q4 e Q5 conduzem. O transistor Q1 é utilizado como porta de transmissão para o carregamento de dados no elemento de memória. Para explicar a operação do circuito suponha que são empregados dispositivos de lógica negativa e canal P. A operação apropriada deste registrador requer um sinal de **clock** de três fases. Tais sinais de **clock** estão na figura 5-8. O **clock** 3 é uma réplica defasada do sinal **clock** 2. Em alguns registradores MOS estáticos, ϕ 3 e às vezes ϕ 2 são gerados no próprio CI. Portanto, os circuitos necessitam somente um **clock** externo de fase simples ou dupla para operação adequada.



Formas de onda para um registrador MOS estático.

O dado carregado no circuito, é aplicado à linha de entrada de dados. Quando acontece o **clock** ϕ 1, a porta de transmisão Q1 conduz. Isto causa a carga da capacitância de Q3 (C1) ao estado apropriado. Se 1 binário é aplicado à entrada de dados, C1 assume uma carga negativa. Esta carga negativa é aplicada ao inversor Q3. Este conduz, e o potencial de seu dreno cai representando um 0 binário.

O pulso de **clock** ϕ2 ocorre em seguida e Q5 conduz, transferindo o estado de Q3 para o capacitor C2. Em nosso exemplo, este é 0 binário. A saída do inversor Q7 então é um nível 1 binário. O sinal de **clock** ϕ 3 acontece e Q4 conduz. Este aplica o sinal negativo de volta à porta de Q3 para mantê-lo acionado. Neste momento, o dado está retido. O registrador de deslocamento permanecerá neste estado até que a entrada seja alterada e o próximo ciclo de **clock** se complete.

Pequeno teste de revisão

1 — Os dois tipos de registradores de deslocamento MOS são _____ _____ e _____

2 — Os registradores MOS estáticos consomem
a. mais
b. menos
potência que um registrador dinâmico.

3 — Os registradores de deslocamento MOS são utilizados principalmente
a. para armazenagem de uma única palavra binária.
b. para conversões de dados paralelo/série.
c. para operações de multiplicação e divisão.
d. como memória para armazenamento de muitas palavras binárias.

4 — O principal elemento de memória num registrador MOS é a _____ _____ de um inversor MOSFET.

5 — Quais os dois requisitos necessários para evitar a perda de dados em um registrador de deslocamento MOS dinâmico?
a. _____
b. _____

Respostas

1 — estático, dinâmico.
2 — (a) mais
3 — (d) como memória para muitas palavras binárias.
4 — capacitância da porta
5 — a. **clock** contínuo.
b. recirculação de dados.

KITS NOVA ELETRÔNICA
E COMPONENTES BEM AO
ALCANCE DOS PERNAMBUCANOS

BARTÔ ELETRÔNICA

RUA DA CONCORDIA, 312
TEL. 224·3699 · 224·3580
RECIFE

TABELA DO MÊS

Conversão de temperatura

Sempre surge, para o técnico ou o estudante, a necessidade de converter temperaturas de graus Fahrenheit para graus Celsius e vice-versa. O nomograma abaixo permite efetuar essa conversão de forma direta, sem cálculos, do zero absoluto até os 281 °C (540 °F).

Existem, também, duas escalas absolutas de temperatura em uso. Uma delas, correspondente à escala Fahrenheit, é a Rankine; O° Rankine equivale a —459,67°F. A outra escala absoluta, correspondente a Celsius, é a Kelvin; 0° K equivalem a –273,16 °C. Como se pode constatar pelo nomograma, –459,67 °F e –273,16 °C são a mesma temperatura, equivalente ao zero grau absoluto.

Pode-se converter qualquer temperatura, de uma escala para outra, empregando as seguintes fórmulas:

$°F = (°C \times 9/5) + 32$

$°F = °R - 459{,}67$

$°F = \frac{9}{5}(°K - 273{,}16) + 32$

$°C = \frac{5}{9}(°F - 32)$

$°C = °K - 273{,}16$

$°C = \frac{5}{9}(°R - 491{,}67)$

$°R = °F + 459{,}67$

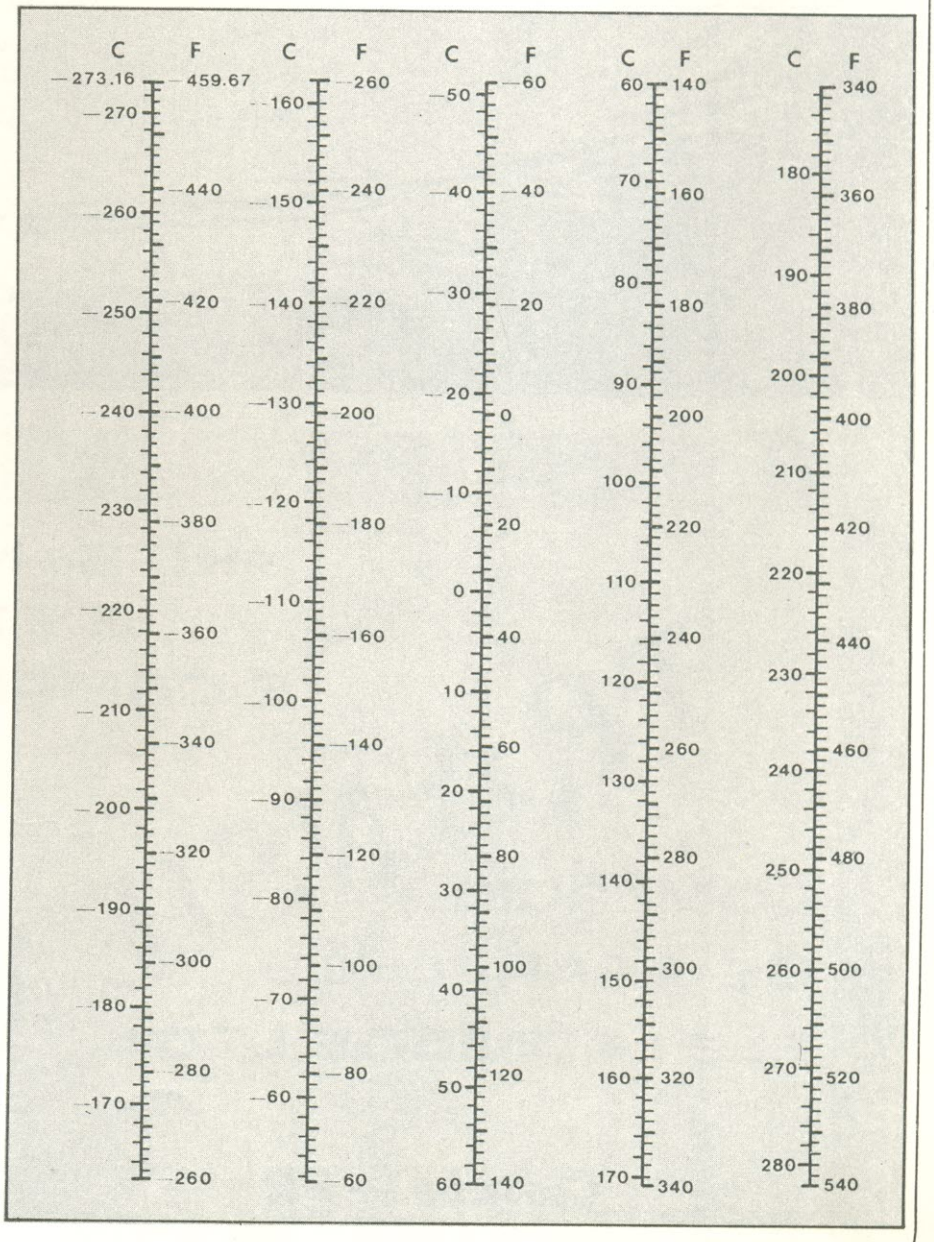
$°R = (°C \times \frac{9}{5}) + 491{,}67$

$°R = \frac{9}{5}(°K - 273{,}16) + 491{,}67$

$°K = °C + 273{,}16$

$°K = \frac{5}{9}(°F - 32) + 273{,}16$

$°K = \frac{5}{9}(°R - 491{,}67) + 273{,}16$



CURSO DE SEMICONDUTORES

21º Lição

Transistores unijunção

Examinaremos nesta lição mais um importante membro da família dos tiristores, que apresenta características elétricas e físicas bastante diferentes daquelas dos diacs e triacs vistos na ligação anterior. Tal dispositivo é conhecido como transistor unijunção, ou simplesmente UJT. Na realidade, o UJT é um tipo especial de transistor usado como chave eletrônica, mas não é um dispositivo amplificador. Além disso, pode gerar formas de onda úteis no desempenho de muitas funções em circuitos eletrônicos.

Além do transistor unijunção básico, há também um tipo especial de UJT denominado transistor unijunção programado ou PUT (**programmed unijunction transistor**). O PUTopera basicamente da mesma maneira que o UJT comum, mas suas características elétricas são feitas de modo que possam variar numa faixa considerável.

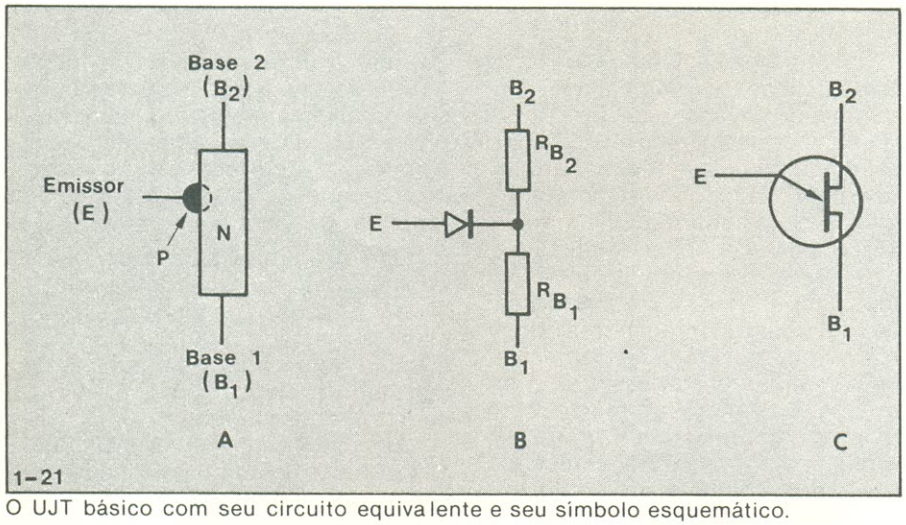
Iremos agora nos ater ao estudo das características físicas e elétricas do UJT, considerando sua utilização enquanto chave eletrônica e gerador de formas de onda. Depois, faremos um rápido estudo do tipo especial, PUT, apontando suas vantagens em comparação com o UJT.

Construção básica

Como é sugerido pelo nome, o transistor unijunção tem apenas uma junção semicondutora. O dispositivo consiste, basicamente de um bloco ou barra de material semicondutor tipo -N com um pequeno grão de material tipo -P fundido em sua estrutura (vide figura 1-21A). Um terminal é atado a cada uma das extremidades da barra tipo -N, sendo estes dois terminais denominados **base 1 e base 2.** Um outro terminal ligado ao grão de material tipo -P é referido como **emissor**. Estes terminais são indicados normalmente pelas letras B_1, B_2 e E.

A barra tipo -N é levemente dopada e, portanto, apresenta alguns portadores majoritários que podem sustentar um fluxo de corrente. Isto significa que a resistência entre as bases 1 e 2 é muito alta. A maior parte dos UJTs exibe uma resistência interbase (entre B_1 e B_2) que está entre 5 k ohms e 9 k ohms, aproximadamente.

A área em que o grão tipo -P e a barra tipo -N se encontram para formar a junção PN, apresenta características similares às de um diodo de junção comum. Em conseqüência, podemos representar o UJT com o circuito equivalente mostrado na figura 1-21B. Este consiste de dois resistores (R_{B1} e R_{B2}) e um diodo que tem seu terminal do catodo conectado entre os resistores. A operação do UJT é muito fácil de entender quando este circuito equivalente é empregado em lugar da estrutura básica do UJT mostrada na figura 1-21A.



O UJT básico com seu circuito equivalente e seu símbolo esquemático.

O símbolo esquemático que é comumente usado para representar o UJT está na figura 1-21C. A seta no terminal do emissor (E) aponta para dentro mostrando que o UJT tem um emissor tipo P.

Operação

A operação de um UJT comum torna-se mais evidente quando seu circuito equivalente é analisado. A figura 2-21 mostra como o circuito equivalente do UJT é polarizado sob condições normais. Note que uma fonte externa de tensão (V_{BB}) é ligada entre os terminais B_1 e B_2 de modo que B_2 fique positivo com relação a B_1. Um resistor é colocado entre o lado positivo de V_S e o terminal E. Tal resistor é usado apenas para limitar a corrente através de E a um nível seguro.

Se a tensão V_S não for alta o bastante para fazer com que o diodo no circuito equivalente seja diretamente polarizado, os dois resistores R_{B1} e R_{B2} deverão permitir que apenas uma pequena corrente flua entre os terminais B_1 e B_2. Esta corrente poderá ser facilmente calculada de acordo com a lei de Ohm, dividindo a tensão V_{BB} pela resistência total entre B_1 e B_2 ($R_{B1} + R_{B2}$). Isto quer dizer que a tensão V_{BB} é distribuída através de R_{B1} e R_{B2}. A razão da tensão sobre R_{B1} (designada como V_{B1}) para tensão da fonte (V_{BB}) é conhecida como **relação intrinseca de equilíbrio** e é representada pela letra grega η (eta). Esta relação pode ser expressa matematicamente como:

relação intrínseca de equilíbrio

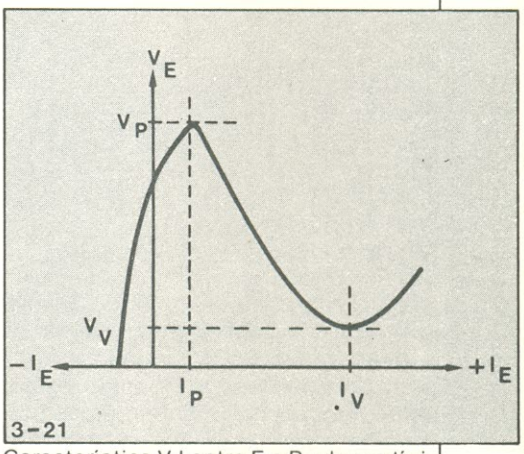
$$(\eta) = \frac{V_{B1}}{V_{BB}}$$

Uma vez que a queda de tensão sobre R_{B1} e R_{B2} é proporcional a seus valores de resistência, a relação intrínseca de equilíbrio é também igual à relação de R_{B1} para a resistência entre os terminais B_1 e B_2 ($R_{B1} + R_{B2}$). Esta pode ser expressa matematicamente como:

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

Esta última mostra que a relação intríseca de equilíbrio é basicamente determinada pelas duas resistências internas. Seu valor é, portanto, determinado pela construção física do dispositivo e não pode ser controlado pela variação de V_{BB} ou V_S. A relação intrínseca de equilíbrio é especificada para cada tipo de UJT fabricado e seus valores típicos deverão variar de aproximadamente 0,5 a 0,8. Quando a relação intrínseca de equilíbrio para determinado dispositivo é conhecida, a tensão sobre R_{B1} (V_{B1}) pode ser determinada para qualquer valor de tensão aplicada (V_{BB}). Este cálculo pode ser feito simplesmente transpondo a primeira equação dada para obter:

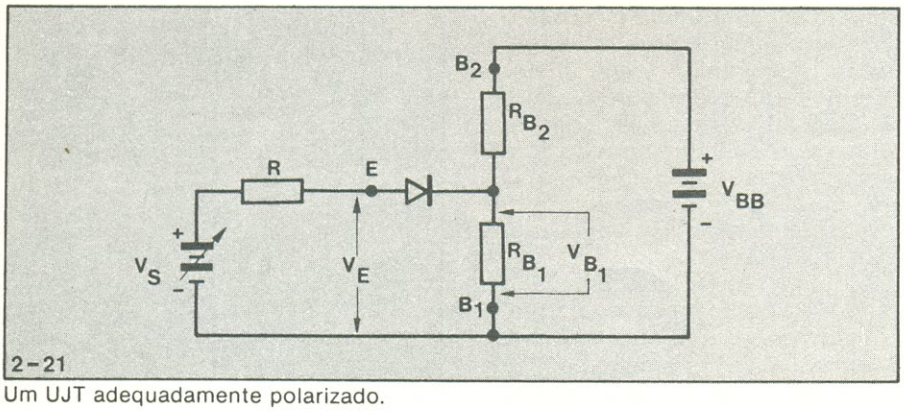
$$V_{B1} = \eta . V_{BB}$$



Característica V-I entre E e B_1 de um típico UJT.

Tal equação apenas atesta que a tensão sobre R_{B1} (V_{B1}) é igual à relação intrínseca de equilíbrio vezes V_{BB}. Por exemplo, se um UJT tem uma relação intrínseca de equilíbrio de 0,5 e está sujeito a um V_{BB} de 20 volts, a tensão sobre R_{B1} deve ser igual a 0,5 vezes 20, ou 10 V.

O UJT funciona da maneira descrita enquanto V_S não for alto o bastante para polarizar diretamente o diodo e fazê-lo conduzir. Porém, ele apresenta características consideravelmente diferentes quando V_S é suficientemente elevado para polarizar o diodo diretamente. Para que isto aconteça, V_S deve ser aumentado até que a tensão que aparece entre o terminal do emissor (E) e B_1 — designada V_E — seja maior que a tensão sobre R_{B1} mais a tensão necessária para o diodo, que é de aproximadamente 0,7 V. Em outras palavras, a tensão sobre R_{B1} (V_{B1}) faz com que o diodo seja reversamente polarizado e esta deve ser completamente cancelada pela tensão oposta de entrada (V_E). Então V_E deve se elevar 0,7 volts acima de V_{B1} para que o diodo se polarize diretamente e conduza.



Um UJT adequadamente polarizado.

O valor de V_E requerido para polarizar desta forma o diodo é chamado de **tensão de pico,** sendo usualmente indicado como V_P. O valor de V_P é determinado pela tensão da fonte V_{BB}, pela relação intrínseca de equilíbrio, e pela tensão necessária para polarizar o diodo. Tal relação pode ser matematicamente representada como:

tensão de pico $(V_P) = \eta V_{BB} + V_F$

Esta equação indica simplesmente que V_P é igual ao produto da relação intrínseca de equilíbrio pela tensão da fonte, mais a tensão requerida para a polarização direta do diodo (V_F): Os fabricantes usualmente não indicam o valor de V_P para um UJT em particular, uma vez que ele varia com V_{BB}. Por exemplo, se um UJT tem um η de 0,6 e um V_{BB} de 10 volts, sua tensão de pico será:

$V_p = (0{,}6)\,(10) + 0{,}7$

$V_p = 6 + 0{,}7$

$V_p = 6{,}7$ volts

Isto significa que o diodo deverá polarizar-se diretamente quando a tensão de entrada V_E atingir 6,7 V.

Antes do valor de V_p ser atingido, o diodo conduz somente uma pequena corrente reserva de fuga que flui pelo terminal de emissor. Entretanto, quando o valor de V_p é alcançado, o diodo dispara e permite a circulação de corrente na direção direta, através de sua junção e do terminal do emissor. Esta corrente (geralmente designada I_E) se deve à polarização direta do diodo, mas uma ação adicional também acontece. Quando I_E começa a fluir na direção direta, muitos portadores de carga (lacunas) são injetados na barra tipo -N levemente dopada e impulsionados em direção ao terminal B_1, que está negativo com relação ao emissor. Estes portadores de carga aumentam a condutividade da barra entre o emissor (E) e B_1 o que significa que a resistência de R_{B1} está reduzida. Esta resistência menor faz com que I_E aumente e mais portadores de carga são injetados na barra que por sua vez diminui o valor de R_{B1} ainda mais. Isto fará também I_E aumentar mais um pouco. Este processo é cumulativo e começa a ocorrer quando o valor de V_p é atingido. Neste momento o UJT está "ligado" ou disparado.

Se a tensão da fonte (V_S) é aumentada mais ainda, a ação cumulativa descrita torna-se ainda mais evidente. Quando V_S cresce, I_E se eleva rapidamente devido à redução da resistência de R_{B1}. Além disso, este decréscimo no valor de R_{B1} faz a tensão V_E, que aparece entre E e B_1, diminuir ainda mais enquanto I_E aumenta em valor. O UJT, portanto, exibe uma característica de resistência negativa depois de disparo.

Se V_S for aumentado um pouco mais, I_E continuará a crescer, porém um ponto será eventualmente atingido, onde V_E deverá parar de decrescer e realmente começará a subir lentamente. Este ponto marca o fim da regiaõ de resistência negativa. Acima deste ponto um acréscimo em I_E será acompanhado por ligeiro acréscimo em V_E.

Até aqui consideramos apenas a ação que ocorre entre os terminais E e B_1, quando o UJT está acionado. Vimos que R_{B1} diminui, mas é importante notar que R_{B2} também diminui um pouco uma vez que alguns dos portadores de carga injetados (lacunas) entram aquela porção da barra tipo -N. Entretanto, a queda no valor de R_{B2} é pequena em comparação com a que ocorre em R_{B1}. Isto quer dizer que a resistência total da barra ($R_{B1} + R_{B2}$) é reduzida quando o UJT está disparado resultando num acréscimo na corrente através destes dois resistores e na fonte de tensão V_{BB}. Todavia, R_{B2} não diminui tanto e assim não permite que a corrente alcance um valor elevado.

A ação mais importante tem lugar entre os terminais E e B1. É esta a porção do UJT que fornece suas mais úteis características. Dois dos mais importantes fatores são a sua capacidade para o disparo a um valor específico de V_p e a característica de resistência negativa que ocorre por um certo período de tempo após o acionamento do dispositivo.

Características V-I

A ação que ocorre entre os terminais E e B_1 de um UJT comum é mostrada graficamente na figura 3-21. A curva nesta figura mostra a relação entre a corrente que flui pelo emissor de um UJT típico (I_E) e a tensão que aparece sobre os terminais E e B_1 (V_E). Tal curva poderá ser plotada utilizando um circuito como aquele mostrado na figura 2-21. Os valores de V_E e I_E poderão ser observados enquanto V_S varia sobre uma ampla faixa.

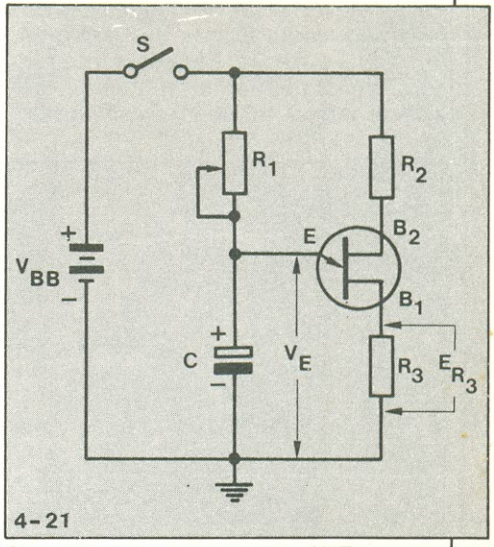
A figura 3-21 mostra que quando V_E iguala zero uma pequena corrente negativa ($-I_E$) circula pelo terminal do emissor. Esta é uma pequena corrente de fuga que flui da esquerda para a direita através do diodo (referindo-se à fig. 2-21) devido à tensão relativamente grande sobre R_{B1} (V_{B1}). Enquanto V_E aumenta, opõe-se a V_{B1} e a corrente de fuga diminui. Quando V_E foi igual a V_{B1} a corrente em V_E resultará positiva ($+I_E$) e fluirá da direitá para a esquerda através do diodo. Quando V_E atingir o valor da tensão de pico (V_P), o UJT estará no estado ligado. A corrente que flui neste ponto é chamada de **corrente de pico** e é designada I_P, como mostra a figura.

Além do ponto V_P, V_E diminui enquanto $+I_E$ aumenta, dando assim ao dispositivo uma caraterística de resistência negativa. Esta resistência negativa. Esta resistência negativa continua até que V_E comece a crescer novamente. O ponto onde V_E atinge seu valor mínimo e começa a subir é chamada de **tensão de vale** e é designado V_V. A corrente que flui neste momento é referida como **corrente de vale** ou I_V. Após o ponto V_V, V_E cresce lentamente enquanto $+I_E$ aumenta e o UJT não mais exibe uma resistência negativa.

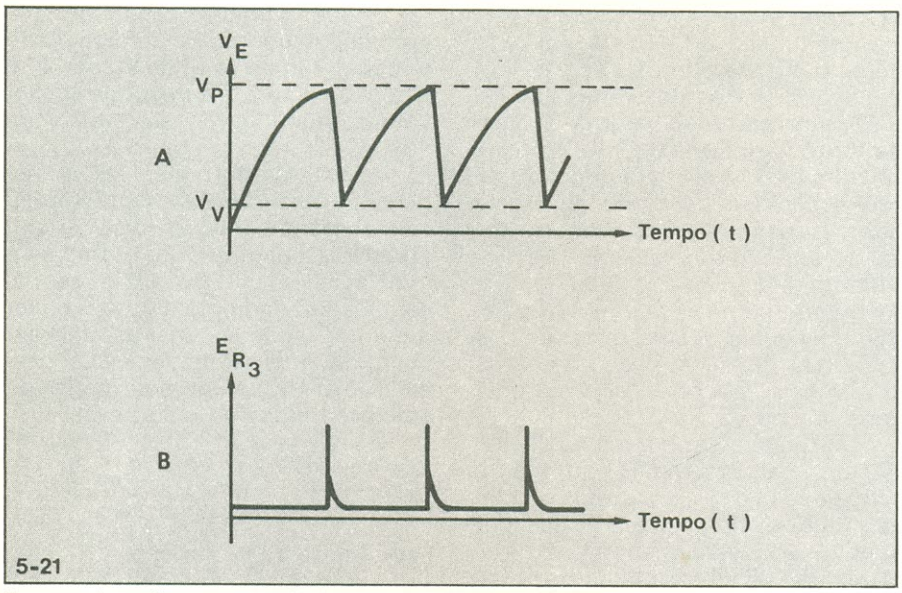
Aplicações do UJT

A característica de resistência negativa do UJT o torna útil para a geração de sinais cíclicos. Um circuito comumente usado com este propósito pode ser observado na figura 4-21. Este circuito é normalmente chamado de oscilador de relaxação com UJT e é capaz de gerar dois tipos de formas de onda que podem ser usadas em diversas aplicações.

Quando a chave S é fechada, o capacitor C carrega-se através do resistor R1 na direção indicada. Quan-



Oscilador de relaxação com UJT.



Formas de onda para o oscilador de relaxação com UJT dos terminais do emissor (A) e B_1 (B) em relação à terra.

do a tensão sobre C atinge o valor de V_p do UJT, este é acionado e a resistência entre seus terminais E e R_1 diminui. Isto permite que o capacitor se descarregue através do tiristor e do resistor R3 (que tem um valor muito baixo). A tensão sobre C rapidamente diminui até o valor do V_V do UJT e isto faz com que o dispositivo pare de conduzir ou seja desligado. Tão logo o UJT é desativado, o capacitor C começa a se carregar novamente, prosseguindo até que V_p seja alcançado mais uma vez. Isto fará o UJT disparar e por sua vez o capacitor C descarregar-se até atingir o valor de V_V. Este processo continua com a tensão sobre C elevando-se lentamente até V_p e declinando rapidamente a V_V. A tensão que aparece entre os terminais E e B_1 oscila como mostra figura 5-21A. Note que a tensão segue um padrão de onda dente de serra e depois do disparo inicial varia apenas entre V_V e V_p

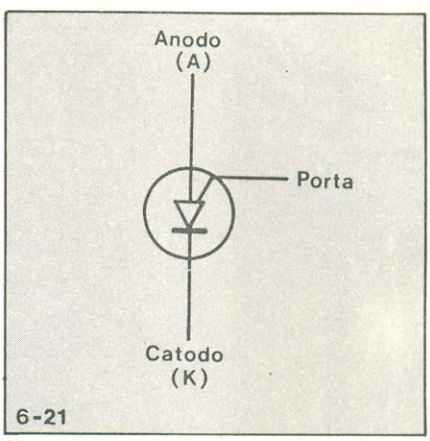
A cada vez que o capacitor C se descarrega a corrente é momentaneamente forçada através de R3. Estes pulsos momentâneos de corrente causam a queda de tensão sobre R3 (E_{R3}) que pulsa de acordo com este ritmo. Tais pulsos são muito estreitos ou agudos e ocorrem a cada descarga de C. Note também que a tensão nunca cai completamente a zero. Sempre haverá uma pequena queda sobre R3 devido a uma pequena corrente que circula pelo UJT (de B_1 a B_2), mesmo quando este se encontra no estado desligado.

O número de dentes de serra ou pulsos completos produzidos a cada segundo (freqüência ou oscilação) pode ser controlado pelo ajuste de R1. Se a resistência de R1 diminui, o capacitor C carrega-se mais rapidamente e o circuito opera a uma freqüência maior. Quando R1 cresce em valor, ele torna mais longa a carga de C até V_p e a freqüência diminui. A freqüência também pode variar pela substituição do capacitor C por uma unidade maior ou menor. Um capacitor maior carregar-se-á mais lentamente, enquanto um capacitor menor deverá se carregar a um ritmo mais rápido.

As formas de onda dente de serra e pulsada produzidas pelo oscilador de relaxação com UJT são usadas para desempenhar várias funções nos circuitos eletrônicos. Porém, o UJT é também usado em aplicações onde não se requer que ele oscile continuamente. Por exemplo, pode funcionar como elemento biestável (dois estados) e chave, de seu estado ligado para desligado ou vice-versa, quando recebe um sinal apropriado na entrada. Encontra aplicação também como divisor de freqüência. Um outro uso importante é como dispositivo de disparo. O UJT é capaz de produzir pulsos de corrente idealmente adequados para o disparo de SCRs.

UJT Programável

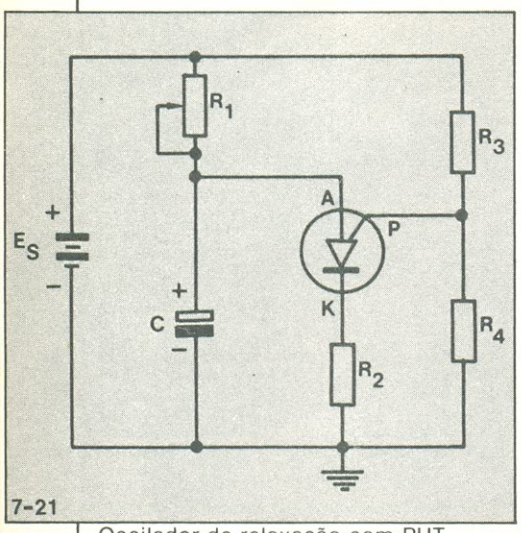
O UJT programável ou PUT é um dos mais novos membros da família dos resistores. Este dispositivo não é construído como um UJT comum (ele emprega quatro camadas semicondutoras), porém é capaz de desempenhar basicamente as mesmas funções que o UJT. Além disso, o PUT tem três terminais referidos como catodo, anodo e porta (figura 6-21).



Símbolo esquemático para um PUT.

A principal diferença entre o UJT comum e o PUT está no fato de que a tensão de pico (V_p) deste último é controlável. No UJT, o valor de V_p é fixo e não pode ser controlado exfernamente. Os terminais de anodo e catodo são usados geralmente do mesmo modo que os terminais E e B_1 do UJT, com o anodo sempre positivo com relação ao catodo. Realmente, as características V-I entre os terminais de anodo e catodo são idênticas às dos terminais E e B_1 do UJT. Ambos os dispositivos apresentam a mesma característica de disparo e tem uma região de resistência negativa entre seus pontos de pico e vale. Ainda mais, o valor de V_p do PUT é controlado pela variação da tensão entre a porta e o catodo, sempre com a primeira positiva em relação ao segundo.

A operação do PUT demonstra-se claramente quando ele é conectado a um circuito como o mostrado na figura 7-21. Este circuito é denominado oscilador de relaxação com PUT e produz as mesmas formas de onda básicas mostradas na figura 4-21. Observe que a tensão de porta para catodo (chamada tensão da porta) é obtida do resistor R4 que é parte de uma malha divisora de tensão formada por R3 e R4. Este resistor tem um valor muito baixo e é utilizado para desenvolver pulsos de tensão na saída. Enquanto a tensão da porta permanece constante, o PUT se mantém no seu estado desligado ou de não-condução, até que a tensão de anodo para catodo (chamada tensão do anodo) supera a tensão da porta num valor igual ao da queda em um único diodo (mais ou menos 0,7 V). Neste momento o va-



Oscilador de relaxação com PUT.

lor de V_p é alcançado e o dispositivo dispara.

A tensão de anodo é obtida do capacitor C que se carrega em direção à tensão de alimentação (E_S) através de R1. Isto se assemelha à ação que ocorre na figura 3-21. A cada vez que a tensão sobre C atinge o valor de V_p, o PUT dispara e permite que C se descarregue por seus terminais do anodo e catodo e por R2. Quando a tensão sobre C cai ao valor de V_V do PUT, o dispositivo se desliga e o ciclo se repete. Uma tensão dente de serra desenvolve-se, portanto, sobre C e pulsos de tensão aparecem sobre R2, semelhantes às formas de onda da figura 4-21. Como antes, a freqüência de oscilação é variável com o ajuste de R1, ou pela alteração do valor de C. Entretanto, neste circuito a freqüência também pode variar com relação entre R3 e R4. É esta relação de resistências que controla a tensão de porta do PUT, que por sua vez controla o valor de V_p. Se R4 for aumentado enquanto R3 permanece constante, a tensão da porta crescerá e isto fará V_p também crescer. O valor maior de V_p tornará necessário que o capacitor C se carregue a uma tensão mais alta antes que o PUT dispare. Isto aumentará o tempo requerido para gerar cada pulso ou dente de serra e diminuirá a freqüência de operação. Se R3 aumentar em valor com R4 mantido constante, a ação será exatamente oposta e a freqüência se elevará.

A freqüência do oscilador de relação com PUT da figura 7-21 é ajustada pela relação entre R3 e R4 que controla o valor de V_p do dispositivo. Embora esta seja uma consideração extremamente importante, é também fundamental frisar que os resistores R3 e R4 controlam outras características do PUT. A corrente de pico (I_p) e a corrente de vale (I_V) dependem ambas dos valores de R3 e R4, bem como do valor da tensão da fonte (V_S). Por exemplo, é possível ajustar R3 e R4 para qualquer razão específica de modo que qualquer V_p específico seja obtido (levando em conta o valor de V_S). Entretanto, é apenas a relação de R3 e R4 que determina V_p, e não os valores individuais destes resistores. O valor real do resistor determina as correntes I_p e I_V do PUT Para uma dada tensão V_S.

Tal relação entre a malha divisora da tensão externa (R3 e R4) e os valores de I_p e I_V é um tanto complexa. Todavia, esta relação pode ser simplificada relacionando I_p e I_V para os valores combinados de R3 e R4. Estes podem ser considerados para apresentar uma resistência equivalente (R_G) à porta do PUT, igual ao seu equivalente paralelo:

$$R_G = \frac{R3.\ R4}{R3 + R4}$$

Para um dado valor de V_S, I_p e I_V diminuirão enquanto R_G crescer. Equações mais complexas podem também ser usadas para determinar os valores exatos de I_p e I_V sob várias condições do circuito, ou então graficamente quando curvas ou cartas apropriadas são disponíveis. O projetista do circuito pode usar qualquer destes métodos para calcular os valores necessários e, em geral, todos os fatores relacionados devem ser considerados no projeto de um circuito oscilador como o da figura 7-21. O objetivo aqui não é mostrar o procedimento completo do projeto para um oscilador com PUT, mas enfatizar as mais importantes características elétricas deste.

Além do uso em osciladores de relaxação, o PUT pode aparecer ainda como dispositivo de disparo para SCRs. Devido à sua construção em quatro camadas o PUT pode fornecer pulsos de disparo que apresentam uma amplitude maior que obtida dos UJTs e assim disparar SCRs com características de corrente mais elevadas. O PUT é também empregado em circuitos temporizadores de longa duração (que são basicamente idênticos ao da figura 7-21) porque é um dispositivo que tem uma baixa corrente de fuga de porta para anodo. Isto é importante em circuitos temporizadores, uma vez que esta corrente de fuga soma-se à corrente de carga que flui pelo capacitor. Neste circuito o capacitor deve carregar-se por um longo período de tempo antes do valor de V_p ser atingido e uma corrente de carga adicional (de fuga) não poderá ser tolerada.

As mais importantes características elétricas do PUT são controláveis, tornando-o assim mais versátil que o UJT comum. O PUT também é mais sensível que um UJT e responde mais rapidamente. É, consequentemente, usado no lugar daquele em um grande número de aplicações, embora o UJT ainda seja preferido em certos tipos de circuito.

Pequeno teste de revisão

1 — O UJT tem uma junção semicondutora.
a. Verdadeira
b. Falsa

2 — Os terminais ligados a cada uma das extremidades da barra tipo-N do UJT são denominados _____ _____ e _____.

3 — O terminal conectado ao grão tipo-P do UJT é referido como _____ _____.

4 — Um PUT apresenta _____ _____ junções PN.

5 — Um circuito equivalente do UJT pode ser constituído com dois resistores (R_{B1} e R_{B2}) e um _____.

6 — A relação de R_{B1} para a resistência total ($R_{B1} + R_{B2}$) é chamada de _____.

7 — O valor da tensão de entrada (V_E) necessário para disparar um UJT é denominado _____ e designado V_p.

8 — A corrente que circula pelo emissor do UJT no ponto em que V_p é alcançado é referida como _____ _____ e designada I_p.

9 — A corrente que flui através do terminal de emissor do UJT no ponto V_V é denominado na _____ _____ sendo designada I_V.

10 — Entre os pontos V_p e V_V o UJT apresenta uma resistência _____ _____.

11 — Quando usado como oscilador de relaxação o UJT pode gerar ambos os tipos de forma de onda, pulsada e dente de serra.
a. Verdadeira
b. Falsa

12 — O UJT é muitas vezes usado como dispositivo de disparo para o _____.

13 — O PUT pode desempenhar as mesmas funções básicas que o UJT embora seja construído diferentemente e tenha três terminais denominados _____, _____ e _____.

14 — O valor de V_p do PUT é controlável pela variação da tensão entre seu _____ e _____.

15 — Na figura 7-21 o valor de V_p do PUT varia através da relação entre _____ e _____.

16 — Se R3 cresce em valor enquanto R4 permanece constante, o circuito da figura 7-21 opera em uma freqüência _____.

Respostas

1. (a) Verdadeira
2. base 1 e base 2
3. emissor
4. três (é um dispositivo de quatro camadas)
5. diodo
6. relação intrínseca de equilíbrio.
7. tensão de pico
8. corrente de pico
9. corrente de vale
10. negativa
11. (a) Verdadeira
12. SCR
13. anodo, catodo e porta
14. porta e catodo
15. R3 e R4
16. maior

FONTE 5V — 1A

E é justamente isto que nós temos para você.
Simples, apenas um CI com compensação de temperatura e limitação de corrente internamente, o que garante a qualidade do aparelho.

De montagem fácil, acompanha caixa modular, resultando uma fonte de pequenas dimensões e resistente.
Monte, use e abuse de sua fonte.

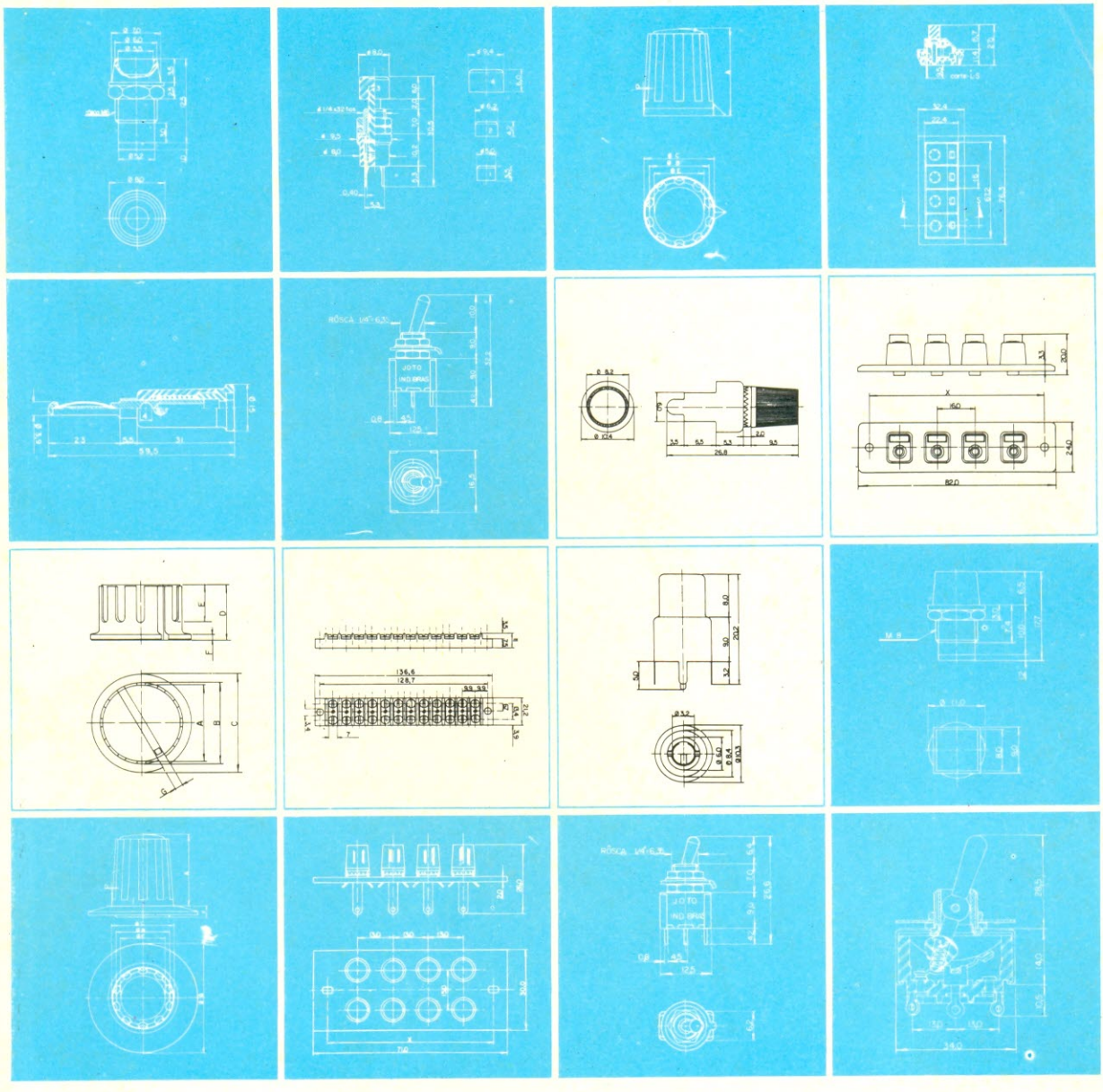
KITs NOVA ELETRÔNICA
para amadores e profissionais

À VENDA: NA FILCRES
E REPRESENTANTES

ANUNCIANTES DESTE NÚMERO:

	PÁGINA
AMATRON	27
ALP	32
BARTO	99
BRASITONE	100
BRAVOX	4ª
COMERCIAL BEZERRA	69
CETEISA-ATLAS	16
DIGITAL	30
DISPLAY	78
ELETRÔNICA RADAR	89
JOTO	3ª
NOVIK	2ª
ORBITAL INDÚSTRIA ELETRÔNICA LTDA.	33
RÁDIO SHOP	58–59–60–61
SGO	37
CASA STRAUCH	69
CASA SINFONIA	68
SUPER KIT	79
TRANSIENTE	102
TV-PEÇAS	102
VETERANA	16
YARA ELETRÔNICA	100
WHINER	37

Conte com a experiência de quem produz qualidade.



Fabricamos uma extensa linha de 450 itens
que vão de encontro às suas especificações:

- Porta fusíveis
- Knobs
- Tomadas DIN
- Garras jacaré
- Knobs c/escala
- Plugs
- Pinças p/testes
- Conectores
- Suportes p/LED
- Push buttons
- Bornes
- Tomadas de antena
- Suporte p/cristais
- Olhos de boi
- Micro chaves inversoras

componentes eletrônicos
JOTO

Otto & Tercilio Ltda. Rua Visconde de Parnaíba, 3042/3050 - Telefones: 291-2129 - 291-4936 - São Paulo

Começou uma nova geração de amplificadores para o som do seu carro: spa 80

stereo power amplifier

Com potência real de 82 Watts RMS (120 IHF), indicada e controlada através de VU meter especial, estéreo, o SPA-80 incorpora recursos que além de proporcionarem maior potência e melhor som em qualquer nível de volume, ainda consome menor energia da bateria - mesmo quando o motor do veículo estiver desligado. Chave reversora de canais e controles independentes de graves e agudos, completam sua tremenda versatilidade e eficiência.

hi-fi car bravox

ACB